МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И СВЯЗИ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2024

VII МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
2024

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2024 [текст]: сб. тр. VII междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2024.

ISBN 978-5-7722-0401-6

Т.1: – 208 с.,: ил.

ISBN 978-5-7722-0402-3

Сборник включает труды участников VII Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2024.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы систем автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0401-6

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2024

ISBN 978-5-7722-0402-3

ИНФОРМАЦИЯ О VII МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2024

VII Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2024 состоялся 04.03.2024-06.03.2024 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2024 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы и устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и наноэлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- ЭВМ и системы;
- Информационные технологии в конструировании электронных средств;
- Модели искусственного интеллекта в САПР;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка данных, изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;
- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине.
- Стандартизация и управление качеством;
- Информационные системы и технологии;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, менеджмент и организация производства;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Экономическая безопасность;
- Внешнеэкономическая деятельность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования и гуманитарная подготовка студентов;
- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Вопросы воспитательной работы в высшей школе;
- Особенности военного образования на современном этапе.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., ректор, д.ф.-м.н., проф. – председатель

Гусев С.И., проректор по научной работе и инновациям, д.т.н., проф. – зам. председателя;

Корячко А.В., проректор по учебной работе, к.т.н., доц. – зам. председателя;

Миловзоров О.В., зам. начальника управления организации научных исследований, к.т.н, доц. – координатор, главный редактор сборника трудов Форума;

Миронов В.В., ответственный редактор сборника трудов Форума;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

члены оргкомитета:

Бабаян П.В., зав. кафедрой автоматики и информационных технологий в управлении, к.т.н., доц.;

Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Волченков В.А., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники, к.т.н.;

Горлин О.А., доцент кафедры электронных приборов, к.т.н., доц.;

Губарев А.В., доцент кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, к.т.н., доц.;

Дмитриев В.Т., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., доц.;

Дмитриева Т.А., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.т.н., доц.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

Еремеев В.В., директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.;

Есенина Н.Е., зав. кафедрой иностранных языков, к.п.н., доц.;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Карпунина Е.В., доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

Кислицына Т.С., старший преподаватель кафедры радиотехнических систем;

Клейносова Н.П., директор центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.;

Клочко В.К., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

Корячко В.П., зав. кафедрой систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, д.т.н., проф.;

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Крошилина С.В., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.т.н., доц.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, д.т.н., доц.;

Кузьмин Ю.М., доцент кафедры информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Ленков М.В., декан факультета автоматики и информационных технологий в управлении, зав. кафедрой автоматизации информационных и технологических процессов, к.т.н., доц.

Литвинов В.Г., зав. кафедрой микро- и наноэлектроники, д.ф.-м.н., доц.;

Лукьянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Маметова Ю.Ф., доцент кафедры иностранных языков, к.п.н., доц.;

Мельник О.В., профессор кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., доц.;

Меркулов Ю.А., старший преподаватель кафедры автоматизации информационных и технологических процессов;

Миронов В.В., старший преподаватель кафедры Воздушно-космических сил;

Митрошин А.А., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Мишустин В.Г., доцент кафедры микро- и наноэлектроники, к.ф.-м.н., доц.;

Никифоров М.Б., доцент кафедры электронных вычислительных машин, к.т.н., доц.;

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин А.Ю., доцент кафедры кафедры радиотехнических устройств, к.т.н., доц.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Подгорнова Н.А., доцент кафедры государственного, муниципального и корпоративного управления, к.э.н., доц.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Сапрыкин А.Н., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Семенов А.Р., ст.преподаватель кафедры химической технологии, к.ф.-м.н.;

Серебряков А.Е., зам. зав. кафедрой электронных приборов, к.т.н.;

Скрипкина О.В. доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н;

Таганов А.И., профессор кафедры космических технологий, д.т.н., проф.;

Тарасова В.Ю., ассистент кафедры электронных вычислительных машин, магистр;

Харитонов А.Ю., нач. военного учебного центра, полковник, к.т.н., доц;

Холопов С.И., зав. кафедрой автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Цыцына М.И., ассистент кафедры космических технологий, магистр;

Цветков А.А., проректор по молодежной политике;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф.;

Челебаев С.В., доцент кафедры автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Щевьев А.И., доцент кафедры истории, философии и права, к.п.н., доц..

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

УДК 537.86+620.3+621.37+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

РАСШИРЕНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ДАЛЬНЕЙШЕЙ РАЗРАБОТКЕ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ РАДАРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

А.А. Потапов

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук, Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань; Российская Федерация, Москва; Китай, Гуанчжоу; potapov@cplire.ru

Аннотация. В первом разделе статьи представлен широкий спектр применений и внедрения созданной автором с учениками топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) и других радиофизических системах. Во втором разделе статьи обсуждаются современные идеи фотоники и радиофотоники: динамическое манипулирование электромагнитными (ЭМ) волнами с помощью интеллектуальных метаповерхностей (МП). Изложение ведется с позиций сквозных технологий.

Ключевые слова: сквозные технологии, радиолокация, радиотехника, фрактал, текстура, обработка многомерных сигналов, фотоника, радиофотоника, интеллектуальная метаповерхность.

EXPANDING OF RESEARCH ON THE FURTHER DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF HIGHLY EFFECTIVE TEXTURE-FRACTAL METHODS FOR SAR

A.A. Potapov

Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of Russian Academy of Sciences, JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals, Russian Federation, Moscow; People's Republic of China, Guangzhou; potapov@cplire.ru

Abstract. The first section of the article presents a wide range of applications and implementation of topological texture-fractal processing (TTFP) of information created by the author and his students in synthetic aperture radars (SAR) and other radiophysical systems. The second section of the article generally discusses modern ideas in photonics and radiophotonics: dynamic manipulation of electromagnetic (EM) waves using intelligent metasurfaces (MS). The presentation is carried out from the perspective of end-to-end technologies.

Keywords: end-to-end technologies, radar, radio engineering, fractal, texture, multidimensional signal processing, photonics, radio photonics, intelligent metasurface.

К 50-летию окончания РРТИ (РТФ, 1968-1974 гг., спец. 0707).

1. Сквозные технологии. В соответствии с «Концепцией технологического развития на период до 2030 года», утвержденной Распоряжением Правительства РФ от 20 мая 2023 г. № 1315-р (Документы - Правительство России (government.ru)), *сквозные технологии* (технологические направления) - перспективные технологии межотраслевого назначения, обеспечивающие создание инновационных продуктов и сервисов и оказывающие существенное влияние на развитие экономики, радикально меняя существующие рынки и (или) способствуя формированию новых рынков.

В Перечень сквозных технологий обработки и передачи данных вошли: Искусственный интеллект, включая технологии машинного обучения и когнитивные технологии, Технологии хранения и анализа больших данных, Технологии распределенных реестров, Нейротехнологии, технологии виртуальной и дополненной реальностей, Квантовые вычисления, Квантовые коммуникации, Новое индустриальное и общесистемное программное обеспечение, Геоданные и геоинформационные технологии, Технологии доверенного взаимодействия, Современные и перспективные сети мобильной связи; в Перечень сквозных новых производственных технологий вошли: Технологии компонентов робототехники и мехатроники, Технологии сенсорики, Микро-электроника и фотоника, Технологии новых материалов и веществ, их моделирования и разработки.

В статье показаны возможность и необходимость объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для сквозных технологий. Данной статье предшествовал цикл наших работ в России и Китае в 2022-2023 гг. [1-4].

Часть I. Дорожная карта «Фракталы» на примере РСА, фрактальной парадигмы, ТТФО и фрактального инжиниринга [1-24]

2. Начало и эволюция. Избранные результаты многолетних обширных натурных экспериментов по применению впервые предложенной автором текстурно-фрактальной обработки изображений земной поверхности (сформированных различными системами, в том числе и РСА) и обнаружению объектов в интенсивных помехах и шумах легли в основу наших первых публикаций и докладов *для широкой аудитории* [5-10]. Указанные выше натурные эксперименты проводились автором совместно с ведущими промышленными организациями СССР и России [11, 12].

Дальнейшее развитие фрактальных технологий, созданных автором, подробно представлено в [1-4, 11, 12] и широко известно в научных кругах. Замечу, что понятие "*фрактальная сигнатура*" появляется в работах автора в 1987 г. [1-4, 11, 12]. В 2010 - 2015 гг. автором обоснованы и разработаны основополагающие принципы нового вида и нового метода современной радиолокации, а именно, *фрактально-скейлинговой* или *масштабно-инвариантной радиолокации* (МИР), что опять приводит нас к *фрактальной радиотехнике и фрактальной радиофизике* (термины введены в 2002 г.) [1-4, 11].

Ниже представлены исключительно исследования по фракталам в РСА за период 2021 - 2023 гг. [12-24].

3. РСА. Одним из основных средств дистанционного зондирования Земли являются РСА космического и воздушного (в том числе беспилотного) базирования – как самостоятельные средства мониторинга, осуществляющие непрерывное наблюдение земной (морской) поверхности и объектов на больших дальностях независимо от времени суток и метеорологических условий - рисунок 1 [19, 20].

Рис. 1. Преимущества радиолокационных систем [19]

Одним из перспективных направлений совершенствования РСА в целях повышения достоверности тематического анализа, представленных на рисунке 2, является реализация поляриметрического режима съемки с формированием радиолокационных изображений (РЛИ) высокого разрешения [19, 20]. Если современные РСА обладают высокой разрешающей способностью, то наземные объекты на двумерных РЛИ занимают несколько десятков элементов разрешения (пикселей), а на интерферометрических РЛИ – несколько сотен вокселей. Тогда такие объекты необходимо классифицировать как пространственно-распределенные с проявлением их уникальных топологических сигнатур (рисунок 3) [19, 20].

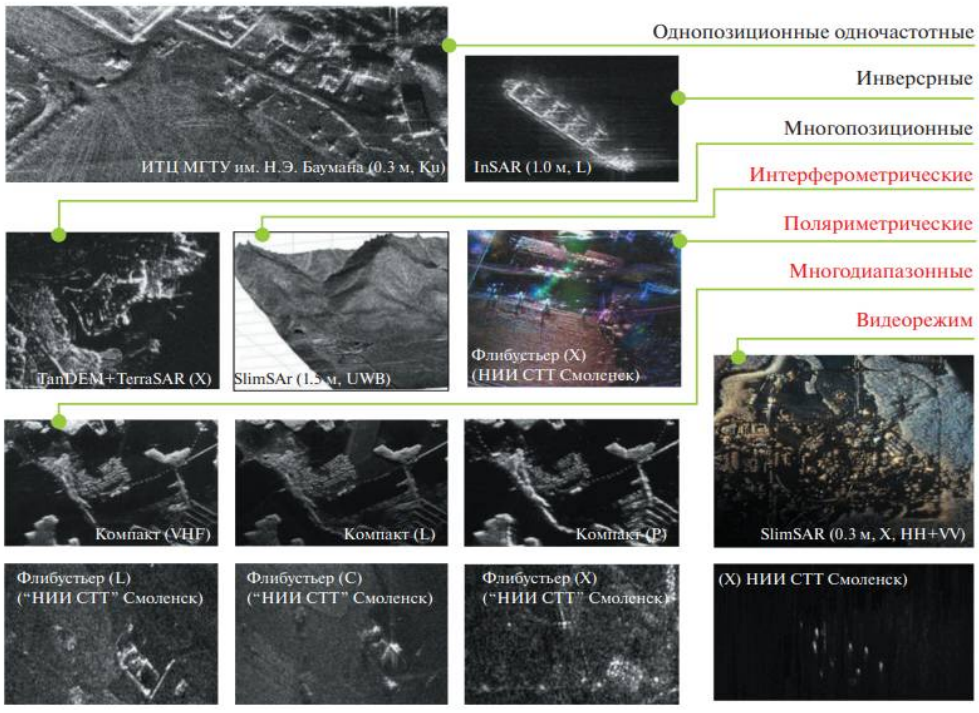


Рис. 2. Направления совершенствования РСА и примеры формируемых РЛИ [19]

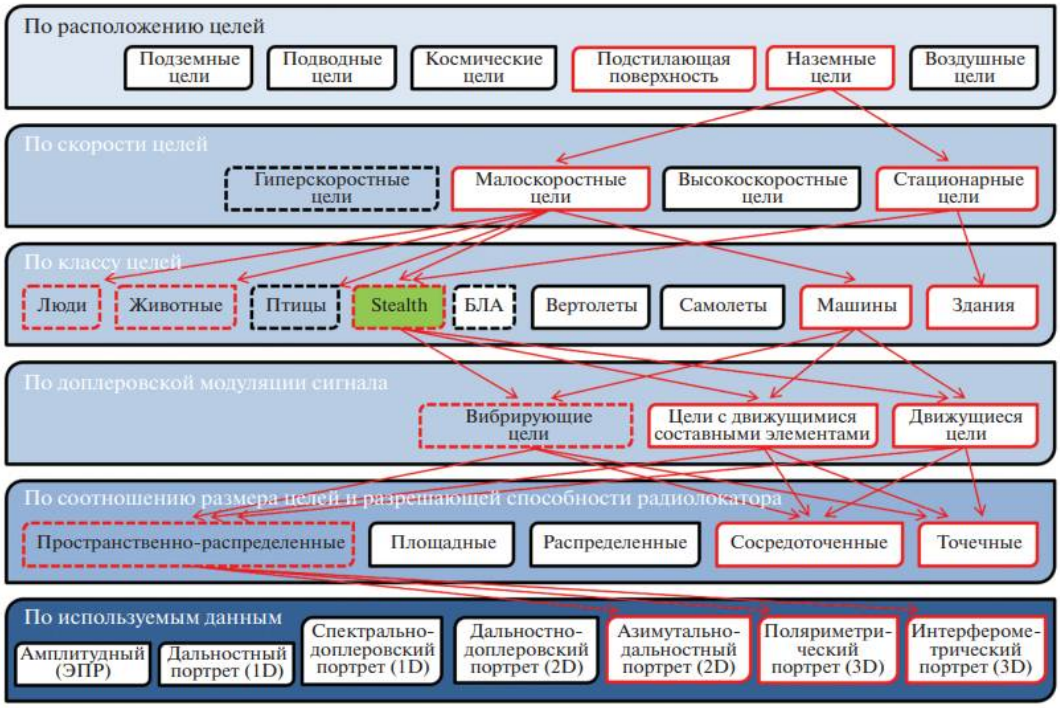


Рис. 3. Пример классификации радиолокационных целей [19]

4. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков. В [15, 16, 21, 23] мы впервые рассмотрели вопросы *совместной оценки* скейлинговых, сингулярных, мультифрактальных и анизотропных свойств текстуры изображений. Разработан метод формирования *принципиально нового класса* топологических текстурно-мультифрактальных признаков, позволяющих совместно оценивать различные фрактальные свойства текстуры. Этот новый класс признаков назван нами по традиции как *направленная морфологическая мультифрактальная сигнатура* (НММФС).

Фрактальная сигнатура характеризует также пространственный *фрактальный кепстр* изображения. Суть предложенного метода НММФС $S_{q,\varepsilon}^{opt}$ для текстуры изображения $\mathbf{I}$ может быть представлена совокупностью линейных (нелинейных) операторов

$$\mathbf{I} \xrightarrow{\mathrm{F_R}} \{\mathbf{I}_n\} \begin{array}{l} \nearrow \xrightarrow{\mathrm{F_U}} \mathbf{U}_{\varepsilon,n} \searrow \\ \searrow \xrightarrow{\mathrm{F_B}} \mathbf{B}_{\varepsilon,n} \nearrow \end{array} \xrightarrow{\mathrm{F_Z}} Z(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{\mathrm{F_L}} L(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{\mathrm{F_{1S}}} \mathbf{S}_{q,\varepsilon,n} \xrightarrow{\mathrm{F_{2S}}} \mathbf{S}_{q,\varepsilon}^{opt}. \quad (1)$$

Здесь $\mathrm{F_R}$ – функция формирования набора $\{\mathbf{I}_n\}$, повернутых на требуемое число угловых положений копий исходного изображения $\mathbf{I}$;

$\mathrm{F_U}$ и $\mathrm{F_B}$ – функции расчета соответственно дилатации и эрозии $\{\mathbf{I}_n\}$ с использованием набора горизонтально-ориентированных структурирующих элементов $\mathbf{Y}_\varepsilon$;

$\mathrm{F_Z}$ – функция расчета обобщенной статистической суммы $\mathbf{Z}_{q,\varepsilon,n}$;

$\mathbf{S}_{q,\varepsilon,n}$ - тензор НММФС; остальные обозначения в (1) приведены в [15, 16, 23].

Исследование информативности нового класса признаков (1) проводилось на многочисленных массивах тестовых (изотропные и анизотропные фрактальные броуновские поверхности, альбом текстур P. Brodatz) и реальных оптических и SAR-изображений, а также их сочетаний (пример сегментации – рисунок 4). Для уменьшения размерности признакового

пространства НММФС и снижения вычислительных затрат использовались порядки скейлинговых моментов $q = -3, -2, -1$ и 1.

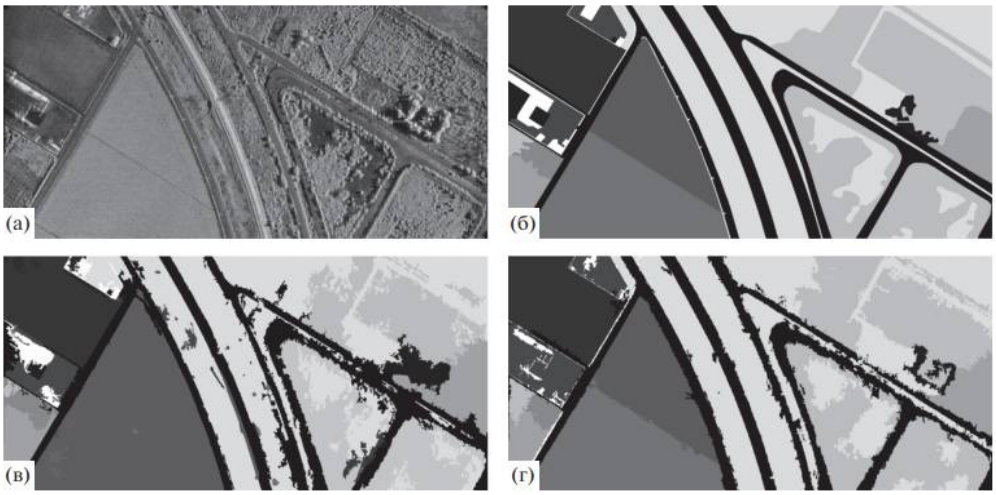


Рис. 4. Результаты сегментации РЛИ сельской местности (а), выполненные экспертом вручную (б), с помощью FCM-алгоритма с использованием признаков ММФС (в) и НММФС (г) [15, 16]

Применение разработанного нами класса топологических признаков в задачах сегментации [15, 16, 23] обеспечивает повышение точности дифференциации при обработке анизотропных изображений вплоть до 86,5% и позволяет повысить точность сегментации на 35,5% при обработке изображений, обладающих мультифрактальными свойствами. В том случае, когда единственной дифференцирующей характеристикой для сегментируемых изображений является информация об угловой зависимости элементов их текстуры, точность сегментации возрастает на 78%. Применение нового класса топологических признаков в задачах сегментации РЛИ обеспечивает улучшение точности их дифференциации вплоть до 63.5%.

Данные вопросы актуальны в решении проблем построения и оптимизации характеристик современных и перспективных радиофизических интеллектуальных систем зондирования для обнаружения и распознавания различных объектов в сложных условиях с использованием топологических фрактальных и текстурных методов на основе ранее предложенных общих принципов фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации.

5. Распознавание и классификация целей по SAR-изображениям. Обобщенная концепция автоматического анализа РЛИ представлена на рисунке 5. Приведенная схема состоит из трех этапов: обнаружения, в том числе определения областей интереса, низкоуровневой классификации (фильтрации ложных объектов) и высокоуровневой классификации (распознавания).

Рис. 5. Концепция автоматического анализа РЛИ

Как следует из рисунка 5, вычислительная сложность в процессе анализа растет, при этом объем обрабатываемых данных сокращается.

В случае нескольких РЛИ, полученных при разных параметрах РСА и условиях съемки, возникают трудности с сопоставлением изображений и принятием решений, поскольку отсутствует избыточность вследствие различий характера отражений ЭМ-волн на разных частотах. Современный уровень развития радиолокационных систем космического и воздушного базирования предполагает возможность синхронного (одновременного) использования различных методов и способов радиолокации (рисунок 2), что неизбежно ведет к многомерности получаемых РЛИ и получению принципиально новых, высокоинформативных характеристик подстилающей поверхности и объектов на ней.

6. Многомерные РЛИ. Поскольку речь идет о многомерных радиолокационных данных, целесообразно оценить их потенциально достижимую размерность [17, 18]. Куб данных применяется для хранения, визуализации и анализа мульти- и гиперспектральных данных - рисунок 6.

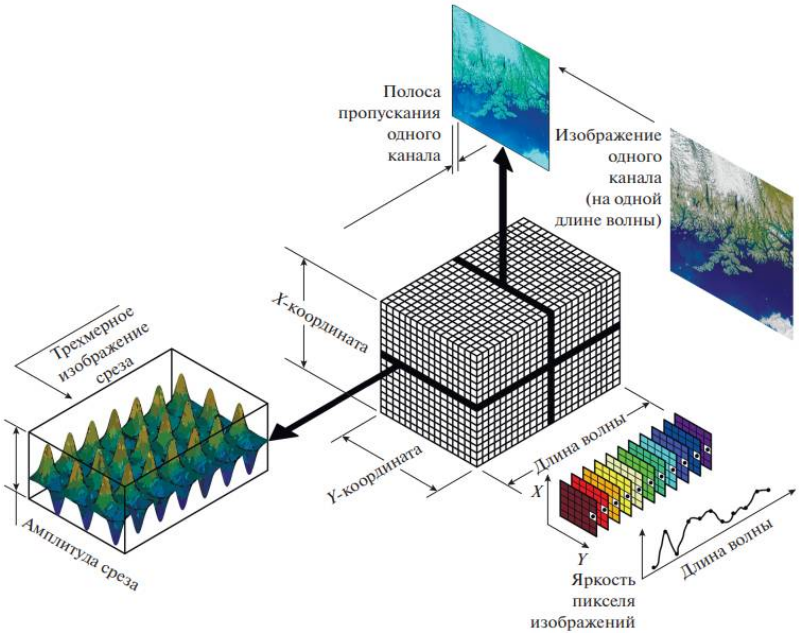


Рис. 6. Модель хранения и анализа мульти- и гиперспектральных данных

Куб данных представляет собой трехмерный массив, каждый элемент которого соответствует координатам двумерного изображения, полученного на определенной длине волны. Такой подход позволяет в несколько раз снизить время анализа за счет оптимизации запросов к памяти вычислительной системы.

В случае классической радиолокации рассматривается куб данных радиолокатора с активной фазированной антенной решеткой (АФАР) (рисунок 7). Временные отсчеты импульсного сигнала с каждого приемного канала АФАР формируют двумерную матрицу, которая преобразуется в трехмерный массив при накоплении импульсов. В результате цифровой обработки сигналов известными методами получают двумерное РЛИ в координатах азимут-дальность.

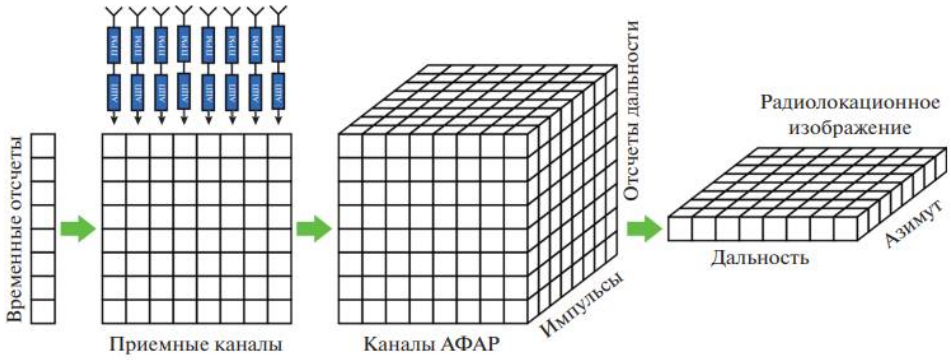


Рис. 7. Модель формирования куба радиолокационных данных

Максимальная размерность формируемых с помощью современных РЛС данных может достигать $d = 6$, если использовать все возможности многодиапазонной поляриметрической РСА с интерферометрической обработкой сигналов и видеорежимом (рисунок 8). Здесь примитивом является куб “высота–азимут–дальность”, распределенный по длинам волн, поляризациям и кадрам видеопоследовательности. Такой подход предполагает специфику хранения получаемых данных и позволяет сократить время обработки за счет оптимизации времени обращения к памяти ЭВМ почти в 5 раз.

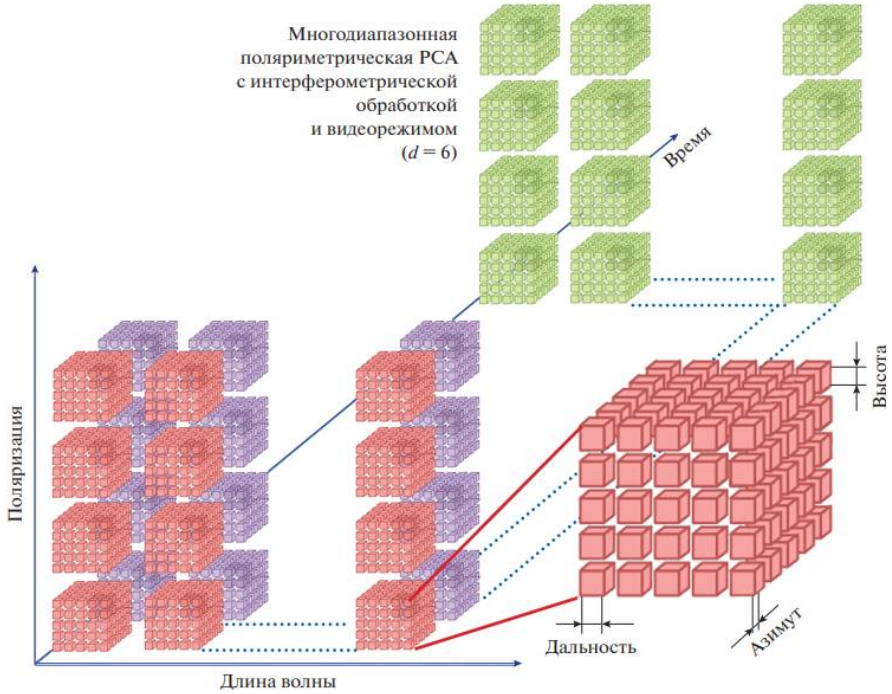


Рис. 8. Модель формирования многомерного куба (гиперкуба) радиолокационных данных

7. Формализация задач ТТФО для многодиапазонных РЛИ. В силу особенностей распространения и отражения ЭМВ радиодиапазона от объектов сложной формы, возникает ряд факторов и ограничений, обусловливающих отсутствие на сегодняшний день методов, способов и алгоритмов эффективной и, тем более, оптимальной совместной обработки многодиапазонных РЛИ: отличие полос обзора (захвата) РСА в различных частотных диапазонах; значительное различие в пространственном разрешении РЛИ; отсутствие информационной избыточности многомерных РЛИ, в отличие от гипер- и мультиспектральных изображений.

Кратко рассмотрим формализацию данной задачи, - частным случаем многомерных данных являются изображения $z(x, y)$ [17, 18]. Пусть $F(S)$ – некоторая функция, заданная дискретно в области S, расположенной в d-мерном пространстве Z^d . Пространство Z^d задано с помощью конечного множества ортогональных векторов $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_d\}$. Тогда многомерное изображение – это числовые значения функции $F(S)$, заданные в точках d-мерного пространства (z_1, z_2, …, z_d) области S:

$$F(S) = F(z_1, z_2, \dots, z_d).$$

В таком случае задача обработки многомерных изображений можно сформулировать как получение максимально возможной информации о фрактальных свойствах функции $F(S)$ и ее поведении в области S. Критерием оптимальности служит максимум информации. Очевидно, что показателем эффективности обработки многомерных изображений может выступать энтропия. На самом деле, в работе решается обратная задача – синтез системы текстурно-фрактальной обработки многомерных РЛИ S_t, таких, что:

$$S_t = \{t, W_f, W_s, G, T_a = f(A_{обр}, K_y), P_0\}. \quad (2)$$

Здесь t – время;

$W_f^* = \{t, Y, X, U, D^*(dt), dt \in [t_0, t], F\}$ – компонента (подмодель) функционального представления;

W_s – компонента, определяющая структуру системы;

G – подсистема целей (иерархия, дерево целей);

T_a – технология анализа и принятия решений;

$A_{обр} = \{H, \text{opt}(\Phi, K^{\text{opt}})\}$ – алгоритм обработки и принятия решений;

H – множество альтернатив;

opt – критерий эффективности либо принцип оптимальности;

Ф – вектор существенных свойств системы;

K^{opt} – правило выбора наилучшей альтернативы $h_0 \in H$;

K_y – комплекс условий, обеспечивающий эффективность алгоритма управления;

$D^*(dt) = f(Y^*(dt), X^*(dt), U^*(dt))$ – информация о переменных системы и внешней среды за время $dt \in [t_0, t]$;

P_0 – предикат целостности, определяющий назначение системы.

Тогда задача синтеза систем текстурно-фрактальной обработки многомерных данных S_t сводится к автоматическому поиску по правилу наилучшей альтернативы K^{opt} оптимальных алгоритмов обработки $A_{\text{обр}}$ и технологии анализа T_a согласно временным ограничениям dt, целей G и назначения системы P_0. Размерность вектора параметров D^* (dt) заранее неизвестна и определяется только после того как будет определена структура системы W_s.

8. Структурно-параметрический синтез системы ТТФО многомерных РЛИ. В соответствии с поставленной задачей, для дальнейшей работы формализована схема структурно-параметрического синтеза системы оптимальной ТТФО многомерных РЛИ (рисунок 9) [14, 17, 18, 24].

Рис. 9. Схема структурно-параметрического синтеза системы ТТФО многомерных РЛИ ($P_{\text{п.сегм}}$, $P_{\text{п.о}}$, $P_{\text{п.расп}}$ – вероятности правильной сегментации, обнаружения и распознавания соответственно).

Согласно приведенной схеме (рисунок 9), потребитель тематической информации сначала определяет целевую функцию – классификация (сегментация) подстилающей поверхности, обнаружение или распознавание объектов, определяемую требованиями к соответствующим вероятностям. На этой основе автоматически формируется состав сенсоров и структура вычислительной системы (структурный синтез), затем определяются параметры вычислителя, обеспечивающие заданные характеристики.

9. Способы комплексирования РЛИ. Современный уровень развития радиоэлектроники позволяет реализовать многоканальные (многодиапазонные, поляриметрические) РСА космического и воздушного базирования с интерферометрической обработкой и видеорежимом – рисунок 2. К таким системам можно отнести достаточно большой список образцов, часть из которых представлена в [14]. Известные способы комплексирования изображений (и схемы комплексирования) можно условно классифицировать по различным информационным уровням: сигналов, пикселей, признаков, решений, а также их совокупности [14, 17, 18, 24].

10. Фрактальное комплексирование РЛИ. В патенте [13] и работах [14, 17, 18, 24] нами предложен и рассмотрен способ комплексирования РЛИ многодиапазонной РСА, в котором значение длины волны каждого канала РСА рассматривается как некоторая мера на определенном масштабе. Такой подход хорошо укладывается в положение о фрактальной размерности [1-4, 11, 12].

Эксперименты и моделирование показали, что применение данного способа позволяет существенно повысить информативность радиосистем, особенно в случае постановки преднамеренных помех и маскирования объектов в некоторых или всех частотных диапазонах. Структурная схема предложенной нами ТТФО многодиапазонных РЛИ представлена на рисунке 10 и подробно описана в [17, 18].

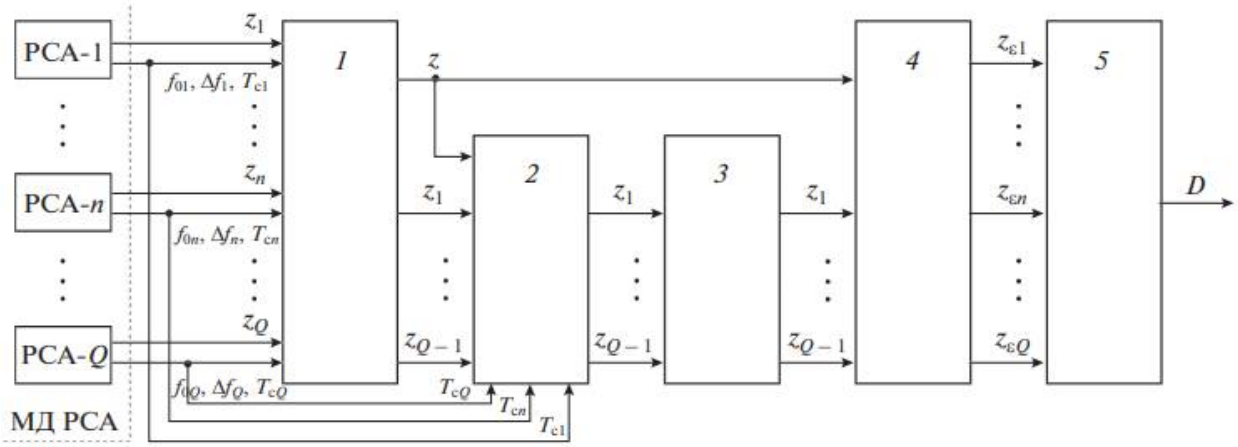


Рис. 10. Схема ТТФО многодиапазонных РЛИ: 1 – ранжирование,
2 – выделение участка сцены базового изображения,
3 – приведение изображений к разрешению базового изображения,
4 – выравнивание динамического диапазона,
5 – вычисление поля (спектра) мультифрактальных размерностей ***D***

Отметим, что нами впервые введен термин "*фрактальное комплексирование*", под которым понимается формирование результирующего изображения фрактальным методом, в отличие от известных на данный момент способов комплексирования по фрактальным признакам.

11. Фракталы в обосновании разрешающей способности многодиапазонных РЛС. До настоящего времени не исследован вопрос обоснования параметров, в частности, значений ширины спектра зондирующих сигналов каналов РЛС, для решения задач текстурно-фрактального анализа РЛИ. На основе фрактального подхода в целях комплексирования многодиапазонных РЛИ впервые предложен [19, 20, 22] простой критерий обоснования оптимальных параметров зондирующих сигналов многоканальной РСА, обеспечивающих максимальную точность оценки фрактальных характеристик. Исследованы зависимости оценки фрактальной размерности *D* от точности задания ширины спектра зондирующих сигналов.

12. ТТФО поляриметрических РЛИ, формируемых РСА. Ряд существенных задач, связанных с вычислением фрактальных характеристик поляриметрических РЛИ, остаются до настоящего времени практически нерешенными.

В наших юбилейных статьях [19, 20] приведены известные в настоящее время методы и способы формирования фрактальных признаков поляриметрических РЛИ. Рассмотрен *новый текстурно-фрактальный признак* – направленная мультифрактальная сигнатура. Применительно к анализу поляриметрических изображений, формируемых РСА, предложена новая концепция их обработки, основанная на возможности учета поляризационных отличий наземных пространственно-распределенных объектов с помощью выявления мультифрактальных и анизотропных свойств их текстуры.

При этом локальные морфологические мультифрактальные экспоненты (ЛММЭ) $L(q,\varepsilon,n)$, образующие тензор НММФС $\mathbf{S}_{q,\varepsilon,n}$ в формуле (1), модифицируются для поляризаций вида ГГ, ГВ, ВГ, ВВ. Поляризационные отличия рассчитываются согласно выражению [19, 20]:

$$\Delta L_q(\varepsilon, n_{q,\varepsilon}) = \max\left\{\left|L_q^{ab}(\varepsilon, n_{q,\varepsilon}) - L_q^{a'b'}(\varepsilon, n_{q,\varepsilon})\right|\right\}, \qquad (3)$$

где $a,b,a',b' = \text{В},\Gamma$ – вертикальная и горизонтальная поляризации при $a,b \neq a',b'$. Максимуму ЛММЭ, определенному таким образом, будет соответствовать масштаб ε, который становится «новым» масштабом для вычисления фрактальной размерности по тангенсу угла наклона зависимости $\Delta L_q(\varepsilon, n_{q,\varepsilon})$.

Таким образом, на основе опубликованного ранее метода авторами предложен оригинальный способ формирования НММФС поляриметрических РЛИ разных диапазонов и впервые рассмотрена интерпретация полученных результатов в контексте поляризационных отличий механизмов рассеяния волн, образующих текстуру РЛИ. Сформулированные выводы подтверждают возможность применения параметров мультифрактальных спектров, вычисленных с помощью метода НММФС, для интерпретации поляриметрических радиолокационных данных в интересах, как классификации типов подстилающей поверхности, так и обнаружения и распознавания объектов.

Часть II. Фотоника и радиофотоника: динамическое манипулирование ЭМ-волнами с помощью интеллектуальных МП, или МП без формул, но с картинками [25-34]

13. Введение и мотивация. Метаповерхности - это, несомненно, изящные пространственные процессоры, которые значительно расширили возможности управления фронтом ЭМ-волн (начиная от микроволн и заканчивая оптикой), что приводит к уникальным физическим эффектам и интригующим приложениям. В последние годы произошло значительное развитие МП практически во всех режимах электромагнетизма и оптики. В этой статье мы продолжаем наш цикл работ по фотонике и радиофотонике [25, 26], кратко выделяя наиболее многообещающие, на наш взгляд, решения.

14. Оптомеханика кремниевых волноводов и резонаторов (совместные работы с Китаем). Данная область изучает взаимодействие (часто на квантовом уровне) между электромагнитным излучением и наномеханическим или микромеханическим движением [27, 28]. Оптомеханическая связь, возникающая при взаимодействии оптических волн и механических колебаний, играет важную роль. Сильная оптомеханическая связь может быть достигнута в цепочечном волноводе, состоящем из кремниевых наностержней (рисунок 11, слева) [29].

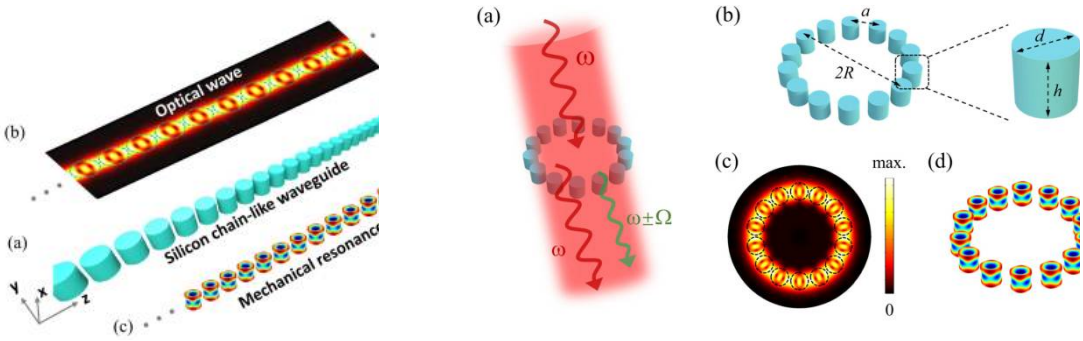


Рис. 11. Слева - схема цепочечного волновода, состоящего из кремниевых наностержней (a), изображенных голубым цветом; оптическая квази-BIC мода (b), показанная вдоль волновода; механические резонирующие моды наночастиц кремния в волноводе (c) [29]; Справа - иллюстрация светового пучка (a) с угловой частотой ω (красный цвет), направленного на предлагаемый компактный кольцевой резонатор, в результате чего происходит нелинейное рассеяние света (зеленый цвет) механической волной с угловой частотой Ω за счет оптомеханического взаимодействия; схема кольцевого резонатора (b), состоящего из 14 кремниевых наностержней; амплитудное распределение электрических полей оптической моды (c) в кольцевом резонаторе (черные пунктирные кружки обозначают профили наностержней; картины поля смещения механических мод в кремниевых наностержнях (d) кольцевого резонатора [30]

В волноводе радиус и высота кремниевых наностержней составляют R = 286 нм и H = 575 нм, соответственно, период между соседними наностержнями a = 650 нм. Наиболее распространенным показателем добротности является вакуумная сила оптомеханической однофотонной связи g_0, представляющая собой сдвиг частоты оптической моды, вызванный одним квантом механического возбуждения. За счет использования *квазисвязанных состояний в континууме* и механических резонансов на частоте около 10 ГГц значение g_0 может быть выше 2 МГц.

Мы предложили и подробно исследовали также компактный кольцевой резонатор [30] из подвешенных кремниевых наностержней (рисунок 11, справа), которые могут хорошо ограничивать и перекрывать диапазон как оптических, так и механических волн для усиления взаимодействия между фотонами и фононами. Показано, что оптомеханическая связь в основном индуцируется радиационным давлением оптических мод. Кольцевой резонатор может реализовать $g_0 \approx 1{,}8$ МГц, которая находится на одном уровне с оптическими микрорезонаторами, в то время как занимаемая площадь намного меньше, чем у микрорезонаторов и волноводов. Оптическая мода, заключенная в кольцевом резонаторе, возникает в режиме *квази-BIC*, поддерживаемом в соответствующем бесконечно длинном прямом оптическом волноводе, что приводит к добротности, превышающей 1000, но со значительно уменьшенной площадью основания.

Предложенные нами кремниевые цепочечные волноводы и кольцевые резонаторы могут проложить новые пути исследования фотон-фононного взаимодействия с микроструктурами, квантовых технологий, обработки информации, датчиков и т.д. [29, 30].

15. Связанные состояния в континууме. Связанное состояние в континууме (bound state in the continuum - BIC) было впервые предсказано еще на заре квантовой механики в 1929 г. Дж. фон Нейманом и Юджином Вигнером. BIC представляет собой эффект нулевой меры. Обычно BIC необходимо преобразовать в квази-BIC (QBIC), нарушив симметрию элементарной ячейки, чтобы к ним можно было получить доступ от внешнего возбуждения. Другими словами, BIC - это волны, которые лежат внутри континуума излучения, но полностью связаны без какой-либо утечки энергии. Теоретически они имеют бесконечные время жизни и радиационную добротность, т.е. безызлучательные характеристики с нулевой шириной линии. В случае внесения структурных возмущений BIC превращаются в наблюдаемые QBIC с конечной добротностью. Фотоника и радиофотоника с поддержкой BIC - еще более активные области исследований.

16. Теоретико-информационная парадигма ММ и МП: Открытые возможности и перспективы. Реконфигурируемые интеллектуальные МП предлагают новаторский подход к динамическому манипулированию ЭМ полем с беспрецедентной гибкостью, что открывает огромные перспективы в технологиях. В результате возникла (аналогично *фрактальной парадигме* [1-24]) совершенно новая *теоретико-информационная парадигма МП* [31-34]. Грядущее широкомасштабное развертывание интеллектуальных МП открывает дверь в совершенно новый мир, где возможности пространственной обработки вездесущи. Ниже приведем ряд примеров [31-34].

Тенденции развития будущих *микроволновых* метаматериалов (ММ) обобщены на рисунке 12 [31]. Обычно ММ описываются параметрами эффективной среды (например, показателем преломления, диэлектрической проницаемостью и магнитной проницаемостью) из-за субволновой природы метаатомов. Когда метаатом сопоставим с длиной волны, описание эффективной среды иногда все еще остается в силе, но параметры эффективной среды становятся зависимыми от волнового вектора, т.е. нелокальными.

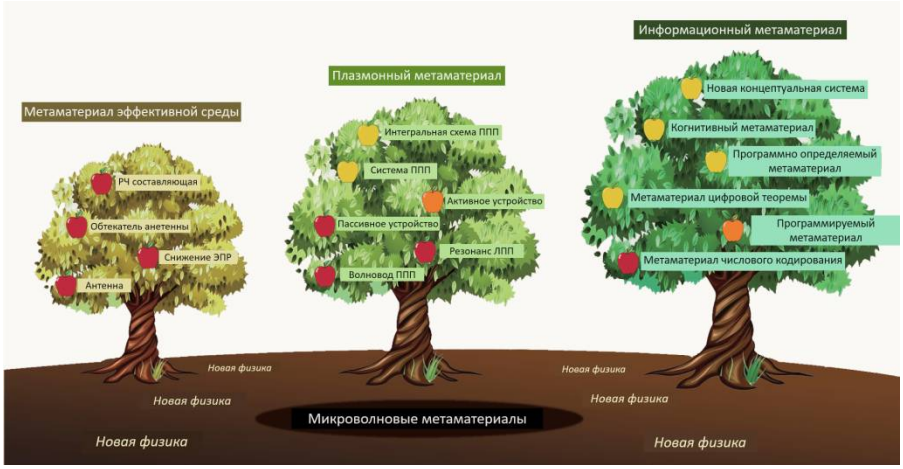


Рис. 12. Тенденции развития микроволновых метаматериалов [31]

Помимо управления пространственными ЭМ полями, микроволновые ММ также могут быть использованы для манипулирования поверхностными плазмонными поляритонами (ППП) и локализованными поверхностными плазмонами (ЛПП). Микроволновые системы на основе ППП могут иметь существенные преимущества перед традиционными СВЧ-системами, поскольку было показано, что взаимная связь между двумя близко расположенными линиями передачи ППП значительно меньше, чем у традиционных линий передачи с той же геометрией.

Для динамического манипулирования ЭМ волнами в реальном масштабе времени в микроволновом диапазоне возможны цифровое кодирование и программируемые ММ (более подробно см. [26]). Ожидается, что ММ цифрового кодирования будут иметь огромный потенциал. Естественно, ММ цифрового кодирования станут программно-определяемыми и даже когнитивными, а не перепрограммируемыми, что приведет к появлению информационных ММ (рисунок 12). В будущем микроволновые ММ будут представлять собой не только материал или устройство, но и интеллектуальную систему или процессор информации в реальном времени.

17. ММ и МП - от концепции к системе. Таким образом, концепция информационного ММ устанавливает мост между физическим миром и цифровым миром. Информационный ММ открывает новое направление ММ, в котором для манипулирования ЭМ волнами могут использоваться как физические принципы, так и методы цифровой обработки сигналов. В новом фреймворке ММ является не только эффективным носителем, но и системой обработки информации в режиме реального времени. Интеллектуальные МП, как концептуально проиллюстрировано на рисунке 13, возникают как интеллектуальные платформы для управления взаимодействием волны, информации и материи без ручного вмешательства в ответ на соответствующие время и условия [32].

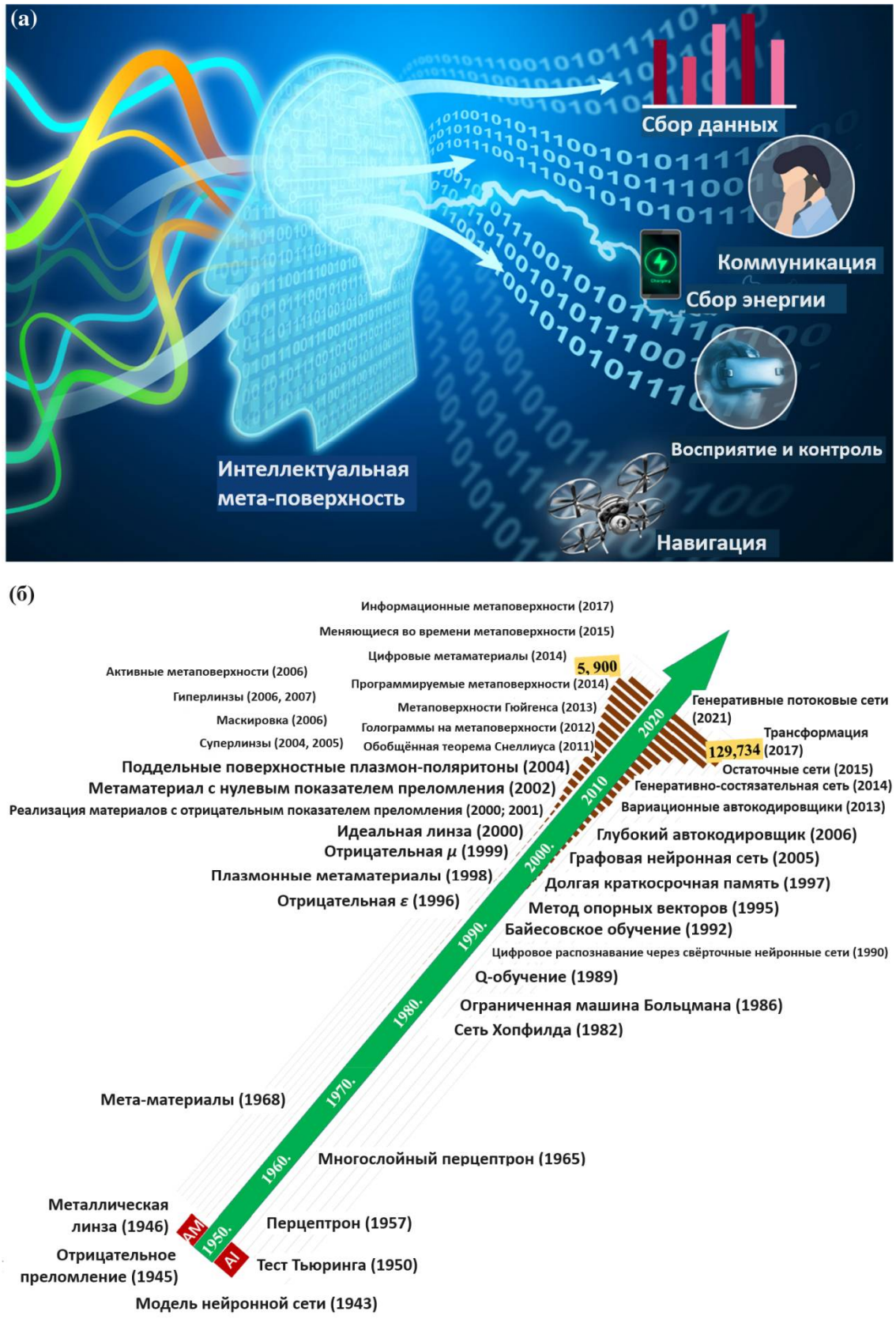


Рис. 13. Концептуальная иллюстрация и исторические предпосылки интеллектуальной МП [32]. Показаны около 80 лет эволюции искусственного интеллекта (ИИ) и искусственного материала (ИМ), а также некоторые вехи новых принципов, механизмов и физических явлений. Гистограммы в виде столбцов сообщают о тенденциях опубликованных статей в области ИИ и аддитивного производства (ИМ) соответственно.

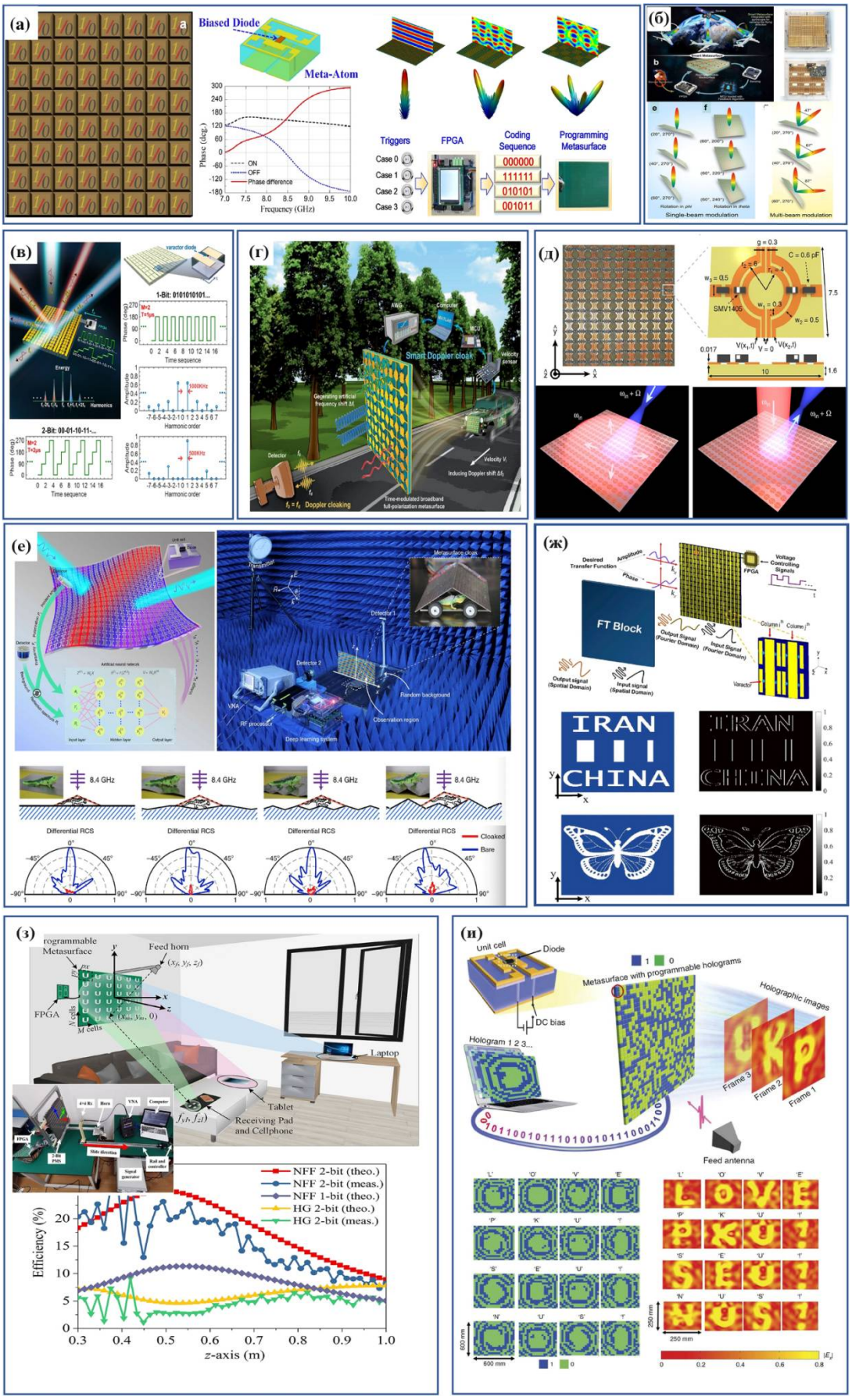


Рис. 14. Примеры манипуляций волна-информация-вещество с интеллектуальными МП [32]

На рисунке 14 изображены [32]: **а**) Первая программируемая кодирующая МП, управляемая с помощью ПЛИС. На графике построен метаатом, встроенный в PIN-диод, и его двоичные электромагнитные отклики. Дополнительно приведены экспериментальные результаты динамического манипулирования лучом. **б**) Интеллектуальная самоперепрограммируемая МП, интегрированная с датчиком гироскопа для отслеживания ориентации и результаты экспериментов. **в**) Нелинейная гармоническая манипуляция с пространственно-временной МП. **г**) Интеллектуальная доплеровская маскировка с пространственно-временным кодированием. **д**) Невзаимность с помощью поверхностных волн с пространственно-временной модулированной МП. **е**) Умная маскировка-невидимка с МП. Показана экспериментальная установка. **ж**) Математические дифференциальные операции с пространственно-временной МП. **з**) Интеллектуальная беспроводная передача энергии (БПЭ - впервые изобретена Н. Теслой в 1904 г.) с помощью 1-битных и 2-битных интеллектуальных МП. Сравнивается эффективность БПЭ с различными сетапами (внизу). **и**) Динамические голограммы с 1-битной программируемой кодирующей МП. Выбранные экспериментальные голографические изображения и соответствующие паттерны кодирования МП представлены в лево-нижнем и право-нижнем углах соответственно.

18. Интеллектуальная МП, интегрированная с гироскопом[33]. Система, показанная на рисунке 14,б подробно рассмотрена на рисунке 15. В [33] предложена интеллектуальная МП с самоадаптивно перепрограммируемыми функциями (рисунок 15,а). Интеллектуальная МП основана на программируемой МП, но состоит из компонентов датчика и обратной связи (рисунок 15,б), которые помогают создать интеллектуальную систему с МП без необходимости ручных инструкций.

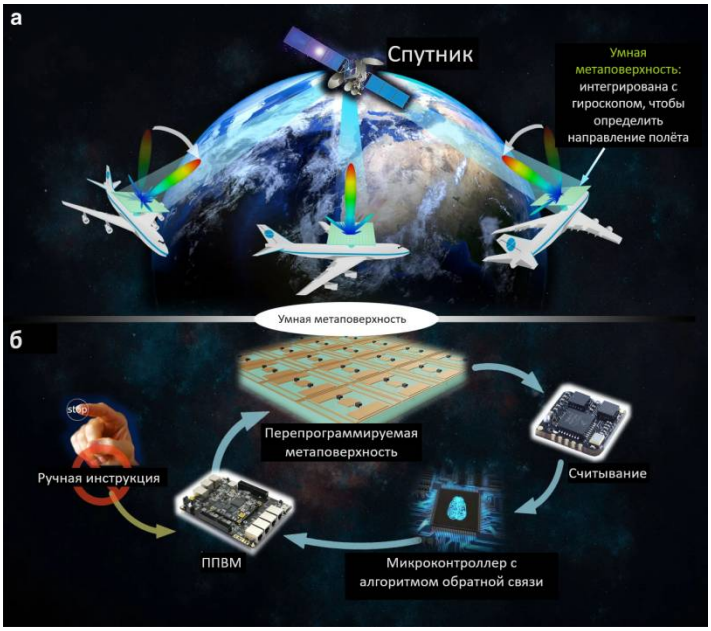


Рис. 15. а) Иллюстрация интеллектуальной МП с самоадаптивно перепрограммируемыми функциями без ручного управления. б) Замкнутая система интеллектуальной МП, которая включает в себя МП с цифровым кодированием, ППВМ, датчик и блок микроконтроллера, загруженный алгоритмом обратной связи [33]

В традиционной технологии самолет оснащен рядом сложных устройств, таких как блоки управления лучом, фазовая решетка и модулятор обработки сигналов для излучения сигналов в направлении спутника, что требует высокой стоимости и высокой сложности. Однако мы можем заменить эти устройства простой интеллектуальной МП, состоящей из датчи-

ка гироскопа и микроконтроллера. Поскольку диаграмма направленности (ДН) определяется последовательностью кодирования на МП, интеллектуальная МП может корректировать последовательность кодирования в режиме реального времени для достижения определенных ДН. Когда самолет меняет свое пространственное положение, установленный датчик гироскопа мгновенно определяет угол поворота МП и отправляет сообщение в микроконтроллер, который может рассчитать требуемый шаблон кодирования в режиме реального времени, используя быстрый обратный алгоритм проектирования для этого угла поворота, чтобы гарантировать, что луч излучения всегда направлен в сторону спутника. В этом сценарии интеллектуальная МП может самоадаптивно настраивать шаблон кодирования, чтобы направлять главный луч к спутнику независимо от того, как вращается МП. Этот угол поворота эквивалентен направлению вращающегося рассеянного пучка. Следовательно, для управления направлением луча (например, для наблюдения за лучом и сканирования) ключевой задачей алгоритма является быстрое вычисление шаблона кодирования для произвольного направления рассеяния (θ, φ). Произвольный угол рассеяния θ может быть получен либо кодирующей последовательностью с определенным периодом *n*, либо объединением двух или более последовательностей с разными периодами.

Благодаря совместимости микроконтроллера, различные датчики могут быть легко интегрированы, что позволяет интеллектуальной МП распознавать с большим количеством степеней свободы, а на основе различных датчиков могут быть реализованы разнообразные функции.

19. Космическое зеркало для технологии 6G. Как сообщает South China Morning Post [34], совершив захватывающий скачок в будущее коммуникационных технологий, Китай добился значительных успехов в развитии сети 6G и спутникового интернета. В августе 2023 г. была протестирована оптическая коммутация в космосе на борту ракеты-носителя Y7. Традиционный метод фотон-электрон-фотон имеет эффект “электронного бутылочного горлышка”, в то время как полностью оптический подход (рисунок 16) предлагает потенциал для максимальной скорости и емкости обмена данными.

Рис. 16. Китайские ученые испытали в космосе новое устройство с оптической коммутационной технологией. Фото: Shutterstock [34]

По словам представителей Китайской академии наук, впервые подобное устройство было испытано на спутнике. После завершения эксперимента оборудование вернули на Землю, чтобы подтвердить, что информация не повреждена и данные не были потеряны во время передачи. Во время испытания прибора на Земле инженеры показали, что его коммутационная способность составляет 40 Гбит/с, что намного выше, чем у современных технологий. Но разработчики пока не сообщили, удалось ли достичь сопоставимой скорости в эксперименте на орбите.

Заключение

При сборе, преобразовании и хранении информации в современных сложных системах мониторинга удаленных и мобильных объектов в условиях интенсивных помех большое значение приобретают новейшие методы обработки информационных потоков и многомерных сигналов. Обычно особенности таких сложных систем проявляются на разных пространственно - временных масштабах. В статье на конкретных примерах проанализированы возможности интеграции дорожных карт по фракталам, искусственному интеллекту и фотонике (радиофотонике) с целью создания сквозных технологий для современных и будущих задач радиолокации, телекоммуникаций, радиофизики и радиотехники. Актуальность этих исследований связана с необходимостью более точного описания всех процессов, происходящих в современных сложных системах, в том числе радиофизических и радиотехнических, с учетом эредитарности, негауссовости, скейлинга и топологии реальных сигналов и полей в широком диапазоне частот.

Реконфигурируемые интеллектуальные МП предлагают совершенно новый способ изменения свойств распространения ЭМ волн и, таким образом, произвольного управления их отражением, преломлением и рассеянием. Считается, что такие физические свойства оказывают фундаментальное влияние на современные радиосистемы в связи с возможностью создания искусственной и управляемой среды распространения радиосигналов, которая больше *не зависит от сложных методов кодирования, декодирования и других методов обработки сигналов*. Реконфигурируемые интеллектуальные МП коренным образом изменят и упростят архитектуру приемно-передающих устройств радиосистем, преобразователей частоты, заменят антенные решетки с фазовращателями и усилителями и т.д. Они могут напрямую генерировать модулированные сигналы с динамическими волновыми свойствами, что приводит к смене парадигмы для новых архитектур передачи информации.

На основе созданного нами метода НММФС разработан оригинальный способ комплексирования синхронно получаемых многодиапазонных РЛИ, в котором впервые реализовано слияние текстурных характеристик изображений с формированием результирующего фрактального изображения. Так же, как и в случае одночастотных РЛИ, метод формирования признака НММФС многодиапазонных РЛИ обеспечивает синергетический эффект – повышение полноты и достоверности фрактального анализа за счет единства вычислений (свойства эмерджентности сложной системы) на основе фрактального подхода.

Следует отметить, что одним из наиболее эффективных признаков тематической обработки РЛИ, получаемых в условиях преднамеренных помех, являются фрактальные или текстурно-фрактальные признаки, т.е. ТТФО [1-24], что обусловливает целесообразность их обоснования в качестве единого научно-методологического подхода к обработке многомерных РЛИ. Заметим, что математический аппарат теории фракталов априорно предполагает многомерность анализируемых данных, что целиком и полностью обосновывает правильность и значимость выбора нашего направления фундаментальных исследований по фракталам и дробным операторам в радиофизике, радиотехнике и радиолокации (более 40 лет назад). Все сказанное выше - это яркая перспектива, к которой можно и должно стремиться, поскольку “*Будущее зависит от того, что мы делаем в настоящем*” (Махатма Ганди).

Внедрение фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов дает «импульс» и современной радиоэлектронике, так как вся предыдущая и настоящая радиоэлектроника базируется исключительно (и только!) на основе теории целочисленных функций. Таким образом, это *принципиально новая радиотехника.*

Наш приоритет в этой областях на 2024 год закреплен более чем 1200 работами и 47 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском, английском и китайском языках; сделаны доклады в 23 странах. В научно-информационной сети

Research Gate (A. A. Potapov (researchgate.net)) работы автора сейчас читают более 60 тысяч корреспондентов.

Благодарности

Автор выражает искреннюю благодарность своим ученикам и коллегам, с которыми были поставлены, выполнены и продолжают развиваться научно-исследовательские работы по фракталам в РСА и фотонике / радиофотонике.

Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир - 2».

Библиографический список

1. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14 - 17 December 2022). 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640. – (*Date Added IEEE Xplore: 05 January 2023*).
2. Потапов А.А. Дорожные карты «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» необходимо объединить: наши международные приоритеты в сквозных технологиях. - Части I – III // Материалы докл. 8-й Междунар. НТК «В.Ф. Уткин – 100 лет со дня рождения. Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика» (г. Рязань, 27 - 29 сентября 2023 г.). - Рязань: РГРТУ, 2023. С. 162-175.
3. Potapov Alexander A. Roadmaps “Fractals”, “Artificial Intelligence” and “Photonics” Need to Be Combined (Our International Priorities in End-to-End Technologies) // Proc. 16th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. by The Nonferrous Metals Society of China (Haikou, Hainan Province, China: November 06 - 14, 2023).- Changsha: Central South University Press, 2023. P. 31-36.
4. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка информации и вычислительные метаповерхности в сквозных технологиях // Аннотированная программа III Всероссийского форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 22 - 24 ноября 2023 г.). - Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2023. С. 109. (*Пленарный доклад*).
5. Потапов А.А. Статистический подход к описанию изображений текстур земной поверхности в оптическом и радиодиапазоне // Тез. докл. Всес. конф. «Математические методы распознавания образов (ММРО-IV)» (Рига, 24 - 26 октября 1989 г.). - Рига: Изд. МИПКРРиС, 1989. Ч. 4. С. 150-151.
6. Потапов А.А. Применение модулированных ММВ для формирования и идентификации изображений // Радиотехника.1989. № 12. С. 61-64.
7. Потапов А.А. Радиофизическая модель формирования эталонных радиолокационных карт неоднородной местности в диапазоне миллиметровых волн // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 2. № 4. С. 31-34.
8. Потапов А.А. Детерминированный хаос в радиолокационных изображениях земной поверхности и фрактальные сигнатуры распознавания // Тез. докл. LII Научной сессии, посв. Дню Радио (Москва, 21 - 22 мая 1997 г.). - М.: Изд. РНТО РЭС им. А.С. Попова, 1997. Т. 1. С. 169.
9. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации // Тез. докл. Региональной XXIII конф. по распространению радиоволн (Санкт-Петербург, 28-29 октября 1997 г.).- СПб.: Изд. СПГУ, 1997. С. 25.
10. Потапов А.А., Герман В.А. Обнаружение искусственных объектов с помощью фрактальных сигнатур // Тез. докл. 3-й Всероссийской с участием стран СНГ конф. «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии» (Нижний Новгород, 1 - 7 декабря 1997 г.).- Н. Новгород: Изд-во НИИ ПМК при ННГУ,1997. Ч. 1. С. 213-217.
11. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Фракталы в действии: Биобиблиографический указатель / Под ред. акад. *Ю.В. Гуляева*.– М.: ЦПУ «Радуга», 2019. - 256 с. (*Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8*).
12. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка сигналов и полей в радиофизике, радиотехнике и радиолокации: созданные методы и технологии (1979 – 2022 гг.) - фрактальный инжиниринг // Annual Geospatial Almanac «GeoContext». 2022. V. 10. No. 1. P. 6-56. (*Publ.: 2023-01-04 in Russian*). https://geocontext.org/index.php/geocontext/article/view/62
13. Патент RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Способ фрактального комплексирования многочастотных радиолокационных изображений / Кузнецов В.А., Потапов А.А., Аликулов Е.А. // (Приоритет изобретения 05.09.2020 г. Дата государственной регистрации 06.04.2021 г.). Бюл. № 10.

14. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24. № 3. С. 6-21.

15. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 5. С. 457-467.

16. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Pototskii A.N. New Class of Topological Textural Multifractal Descriptors and Their Application for Processing Low-Contrast Radar and Optical Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2021. V. 66. No. 5. P. 581-590.

17. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1. С. 51-67.

18. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Alikulov E.A. Structural-Parametric Synthesis of Systems for Optimal Texture-Fractal Processing of Multidimensional Radar Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. V. 67. No. 1. P. 63-78.

19. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68. № 10. С. 941-953. (*К 70-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН*).

20. Potapov A.A., Kuznetsov V.A. Textural-Fractal Analysis of Polarimetric Images Generated by Synthetic Aperture Radar // Journal of Communications Technology and Electronics. 2023. V. 68. No. 10. P. 1127-1139. (*To the 70th Anniversary of the IREE, Russian Academy of Sciences*).

21. Potapov Alexander A., Kuznetsov Viktor A., Pototsky Anton N. New Fractal Features for Textural Morphologic Analysis // 14th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. CHAOS'2021 (Athens, Greece: 08 - 11 June, 2021) / Eds.: C. Skiadas and Y. Dimotikalis (Springer Proceedings in Complexity book series - SPCOM). - Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2022. P. 337-346. https://doi.org/10.1007/978-3-030-96964-6_23

22. Кузнецов В.А., Потапов А.А. Фрактальный подход к обоснованию разрешающей способности многодиапазонных радиолокационных станций. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. *А.Б. Бляхмана*. - М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. С. 87-97. (*Всего в монографии 719 с.*).

23. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Методика расчета новых фрактальных признаков анизотропных радиолокационных изображений. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. *А.Б. Бляхмана*. - М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. С. 97-108. (*Всего в монографии 719 с.*).

24. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Способ комплексирования многочастотных радиолокационных изображений на основе фрактального подхода. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. *А.Б. Бляхмана*. - М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. С. 108-115. (*Всего в монографии 719 с.*).

25. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. С. 11-30.

26. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. С. 173-206.

27. Aspelmeyer M., Kippenberg T. J., and Marquardt F. Cavity optomechanics // Reviews of Modern Physics. 2014. V. 86. No 4. P. 1391-1452. (*Published 30 December 2014*).

28. Wiederhecker G. S., Dainese P., and Alegre T. P. M. Brillouin optomechanics in nanophotonic structures // APL Photonics. 2019. V. 4. No 7. Article number: 071101. 29 p. (*Published* 17 July 2019).

29. Yang Shuaifeng, Wan Lei, Wang Fugen, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // Optics Letters. 2021. V. 46. No 18. P. 4466-4469. (*3 September 2021*) https://doi.org/10.1364/OL.436316

30. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // Nanoscale. 2023. V. 15. No. 10. P. 4982-4990. (*9 February 2023*) https://doi.org/10.1039/D2NR06449A

31. Tie Jun Cui. Microwave metamaterials // National Science Review. 2018. V. 5. No 2. P. 134-136. https://doi.org/10.1093/nsr/nwx133

32. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // eLight. 2022. V. 2. No 7. 24 p.

33. Ma Qian, Bai Guo Dong, Jing Hong Bo, Yang Cheng, Li Lianlin and Cui Tie Jun. Smart metasurface with self-adaptively reprogrammable functions // Light: Science & Applications. 2019. V. 8. Article number: 98. 12 p. https://doi.org/10.1038/s41377-019-0205-3

34. URL: https://www.scmp.com/news/china/science/article/3237799/chinese-scientists-move-step-closer-6g-network-after-space-test-new-satellite-communication (*Published 15 Oct, 2023*); Лазер-Информ. № 22 (757). Ноябрь 2023. С. 10.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В.А. Рамазанова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ramazanova.alvida@mail.ru

Аннотация. Предложен алгоритм имитационного моделирования радиолокационной помехи от подстилающей поверхности и структурная схема алгоритма. Проведено моделирование спектра отражений от земной поверхности для различных параметров радиолокатора.

Ключевые слова: помеха от подстилающей поверхности, имитационное моделирование, спектр отражений.

SIMULATION MODEL OF RADAR REFLECTIONS FROM THE EARTH'S SURFACE

V.A. Ramazanova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, ramazanova.alvida@mail.ru

The summary. An algorithm for simulating radar interference from the underlying surface and a block diagram of the algorithm are proposed. The spectrum of reflections from the earth's surface was modeled for various radar parameters.

Key words: interference from the underlying surface, simulation, reflection spectrum.

Обнаружение целей с помощью радиолокационной станции (РЛС) усложняется из-за воздействия на систему активных и пассивных помех. В первом случае, помехи создаются внешними источниками и борьба с ними возможна за счет частотно-временных различий сигнала цели и активной помехи. К пассивным помехам относятся отражения от земной (горы, равнины, овраги, строения) и водной поверхности, от метеообразований (дождь, снег, град, туман), также от искусственных отражателей в виде облака металлизированных лент (диполей) [1].

На рисунке 1 представлен характерный спектр отражений радиосигнала от подстилающей поверхности (ПП) с несущей частотой f_0 от подстилающей поверхности, зависящий от характеристик радиолокатора (диаграммы направленности антенны - ДНА) и параметров полета [2].

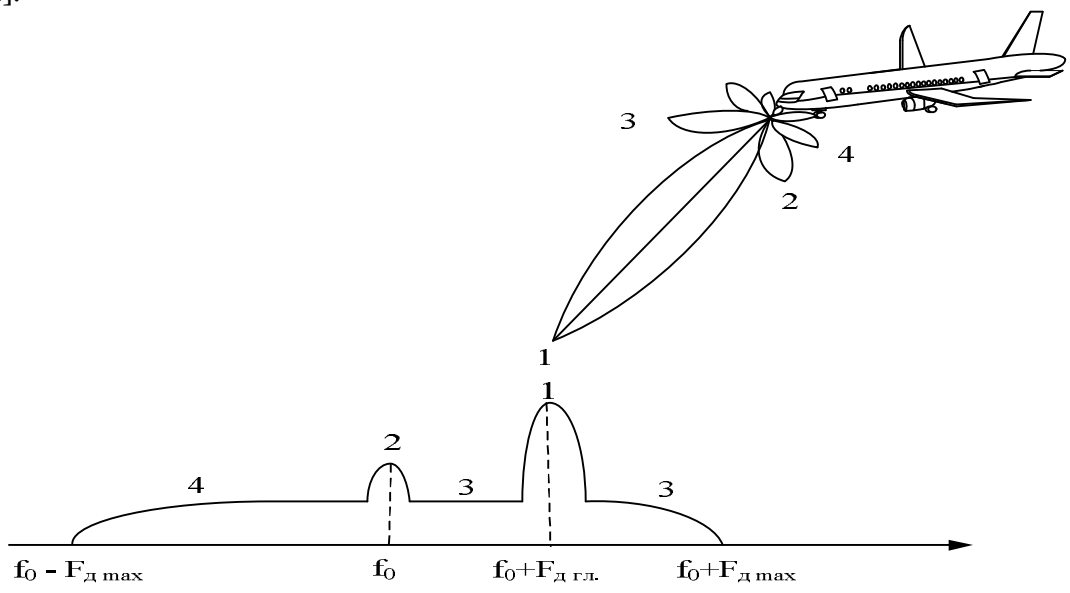


Рис. 1. Формирование спектра отражений от ПП

На рисунке 1 цифрами обозначены отражения от ПП: 1 – по главному лучу ДНА, 2 – альтиметровые, 3 – передние боковые лепестки, 4 – задние боковые

Приведенный спектр отражений от ПП соответствует направлению, совпадающему со строительной осью летящего носителя РЛС (при этом не учитываются отклонения по азимуту от траектории полёта). Его форма зависит от высоты и направления вектора скорости летального аппарата [3].

Максимальная доплеровская частота *($F_{д\,max}$)* зависит от скорости носителя летательного аппарата (ЛА) согласно выражению:

$$F_{д\max} = \frac{2v}{\lambda}, \qquad (1)$$

где v – путевая скорость, λ – длина волны РЛС.

Участок спектра с нулевой доплеровской частотой соответствует отражениям от ПП по высоте (их также называют альтиметровыми отражениями). Из-за большого коэффициента отражений от земной поверхности они имеют значительную интенсивность.

Наибольшую интенсивность имеют отражения в области главного лепестка ДНА, доплеровское смещение частоты которых определяется по формуле:

$$F_д = \frac{2v}{\lambda} * \cos\beta, \qquad (2)$$

где β – угол между осью носителя РЛС и центром главного лепестка ДНА [4]. При изменении угла β спектр отражений по главному лепестку перемещается в пределах спектра отражений от пассивной помехи по боковым лепесткам.

Вследствие широкого спектра отражений от ПП возникает проблема выбора частоты повторений зондирующего сигнала, в случаях ее определения исходя из однозначного определения дальности цели по формуле:

$$F_П = \frac{c}{2D_0}, \qquad (3)$$

где c- скорость света;

D_0 – однозначная максимальная дальность до цели [4].

Одним из эффективных методов исследования проблем обнаружения целей и измерения их параметров является имитационное моделирование. Для его проведения необходима разработка имитационной модели помехи от ПП. Сформируем помеху от ПП в виде многокомпонентного случайного процесса с экспоненциальной и гауссовской функциями корреляции.

Такому методу соответствует структура алгоритма формирования ППП, представленного на рисунке 2,

где ГБГШ – генератор белого гауссовского шума;

ФФ1..ФФ3 – формирующие фильтры.

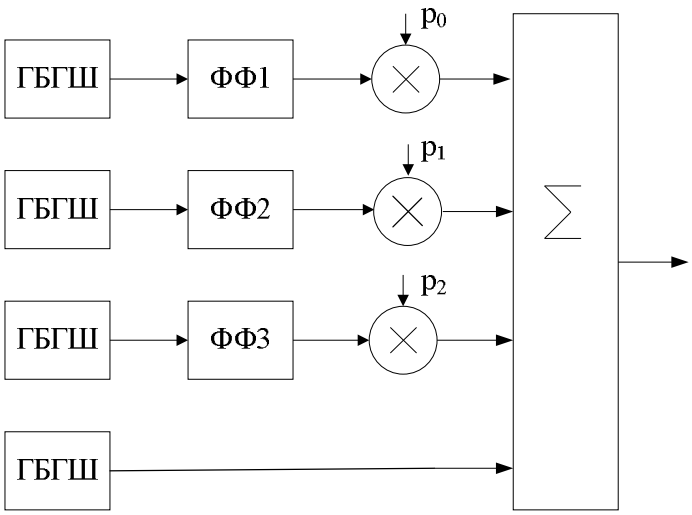


Рис. 2. Структурная схема алгоритма моделирования

В качестве примера представим модель сигнала, состоящую из последовательности 128 отсчётов. Для получения многосвязанного марковского процесса (процесс с гауссовской функцией корреляцией) требуется пропустить входные отсчёты с генератора белого гауссовского шума (ГБГШ) через формирующие фильтры (ФФ). Относительные мощности многокомпонентного процесса задаются коэффициентами p_0, p_1, p_2, на которые производится умножение каждой из составляющих мощности отсчётов гауссовского белого шума [5].

Для имитационной модели многокомпонентного случайного процесса используем пакет прикладных программ Mathcad. Опытным путем определены параметры модели процесса с экспоненциальной функции корреляции $\delta FT = 0$ и $\delta FT = 0.355$, и с гауссовской функцией корреляции $\delta FT = 0.48$. Соотношение мощностей процессов, включая мощность некоррелированного белого гауссовского шума, может варьироваться в зависимости от параметров радиолокатора. На рисунках 3 - 6 показаны спектры отражений для значений нормированной к периоду повторения импульсов частоты Доплера $F_Д T_П$. Изменение частоты Доплера может быть связано с изменением наклона ДНА, или с изменением скорости полета носителя. Изменение высоты полета носителя приводит к изменению мощности альтиметровых отражений на нулевой доплеровской частоте $F_Д T_П = 0$. На рисунке 5 уровень таких отражений ниже, чем на рисунке 3, что соответствует большей высоте полета.

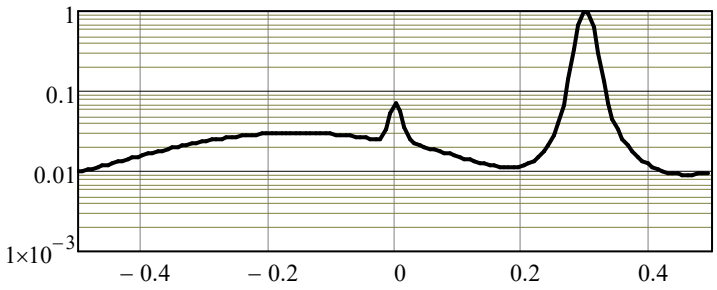


Рис. 3. Спектр отражений при изменении относительного доплеровского сдвига фазы по ГЛ (при β=0.3) при изменении скорости носителя РЛС

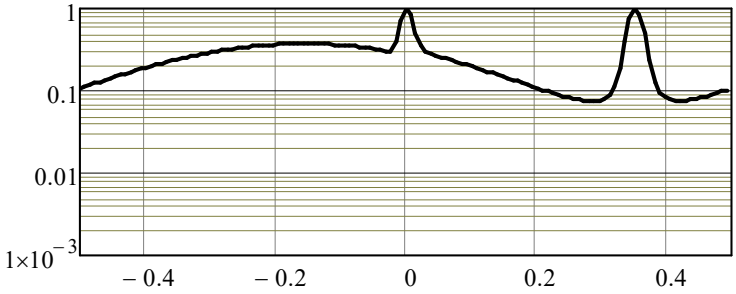


Рис. 4. Спектр отражений по главному лучу (p_1=0.2) при изменении КНД антенны.

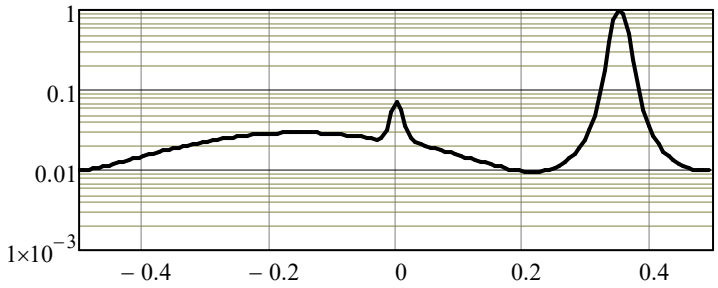


Рис. 5. Спектр отражений при изменении уровня альтиметровых отражений (p_0=0.1) при изменении высоты полёта носителя РЛС

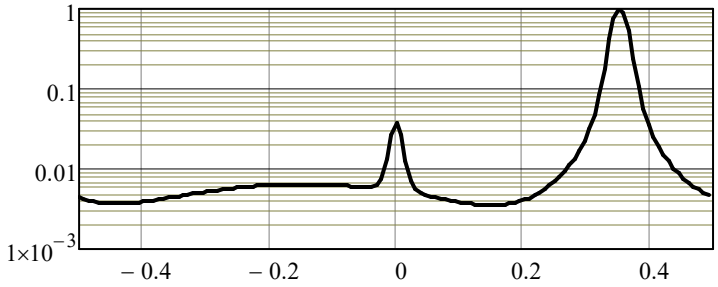


Рис. 6. Спектр отражений при изменении боковых лепестков (p_2=0.7)

Полученные результаты могут быть использованы при анализе методом имитационного моделирования систем первичной обработки радиолокационных сигналов.

Библиографический список

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986, 288с.

2. Кошелев В.И. Основы теории радиосистем и комплексов радиоэлектронной борьбы. М.: КУРС, 2021, 200с.

3. Кошелев В.И. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов. М.: КУРС, 2021, 144с.

4. Федоров В.А. Методы и устройства обработка сигналов в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях // Рязан. гос. радиотехн. ун-т.: Рязань, 2006, 48с.

5. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника, т. 3. М.: Сов. радио. 1979, 527с.

УДК 621.396

ОЦЕНКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ АЛГОРИТМОВ БПФ НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОТСЧЕТОВ

В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ngochieu.radioscientist@mail.ru

Аннотация. В работе проанализированы вычислительные затраты классического (при эквидистантной последовательности отсчетов) алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) и модифицированного, обеспечивающего согласованную фильтрацию, неэквидистантных последовательностей отсчетов алгоритма БПФ. Показано, что в зависимости от количества отсчетов общее количество комплексных операцией модифицированного алгоритма БПФ возрастает от 9,5 % до 16,7 % по сравнению с количеством комплексных операцией при выполнении классического алгоритма БПФ. При этом модифицированный алгоритм выигрывает в отношении сигнал-шум до 1,5 дБ.

Ключевые слова: неэквидистантная последовательность отсчетов, быстрое преобразование Фурье, вычислительные затраты.

ESTIMATION OF COMPUTATIONAL COSTS OF FFT ALGORITHMS FOR AN EQUIDISTANT SEQUENCE OF SAMPLES

V.I. Koshelev, N.H. Trinh

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, ngochieu.radioscientist@mail.ru

Annotation. The paper analyzes the computational costs of the classic (with an equidistant sequence of samples) fast Fourier transform (FFT) algorithm and a modified FFT algorithm that provides consistent filtering of non-equidistant sequences of samples. It is shown that, depending on the number of samples, the total number of complex operations of the modified FFT algorithm increases from 9,5% to 16,7% compared to the number of complex operations when executing the classical FFT algorithm. In this case, the modified algorithm wins in terms of signal-to-noise up to 1,5 db.

Key words: non-equidistant sequence of samples, fast Fourier transform, computational costs.

Алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) представляет собой процедуру вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ), позволяющую существенно сократить количество вычислительных операций и, следовательно, уменьшить время вычислений по сравнению с прямым расчетом ДПФ. По этой причине он получил широкое распространение в цифровой обработке сигналов и спектральном анализе. Одно из важных приложений БПФ - частотная селекция сигналов в многоканальных частотных фильтрах (МЧФ) доплеровских сигналов [1]. МЧФ наряду с обнаружением сигналов, решают задачу оценки доплеровского смещения частоты сигналов.

Применение неэквидистантных последовательностей импульсов позволяет устранить слепые зоны по дальности и скорости и неоднозначность их измерения [2]. Алгоритм совместной оценки частоты Доплера по пачке неэквидистантных радиоимпульсов рассмотрен в [3]. Проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов описан в [4]. Модифицированный алгоритм БПФ для обработки пачки сигналов с двухпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов и с четырехпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов в [5]. В данной работе проведено сравнение вычислительных затрат классического алгоритма и модифицированного алгоритмов быстрого преобразования Фурье в задачах МЧФ.

Алгоритм модифицированного быстрого преобразования Фурье при обработке неэквидистантных последовательностей импульсов

Пачка неэквидистантных импульсов, т.е. последовательности с *p*-периодной вобуляцией частоты повторения импульсов $\{x_n\}$ представляется суммой *p*-эквидистантных подпоследовательностей импульсов $\{x_{pn}\},\{x_{pn+1}\},...,\{x_{pn+p-1}\}$ со сдвигами между ними в соответствии с временными периодами $T_1,T_2,...,T_p$. На рисунке 1 представлен пример временной диаграммы пачки импульсов с трехпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов (ТВЧПИ) при $p=3$.

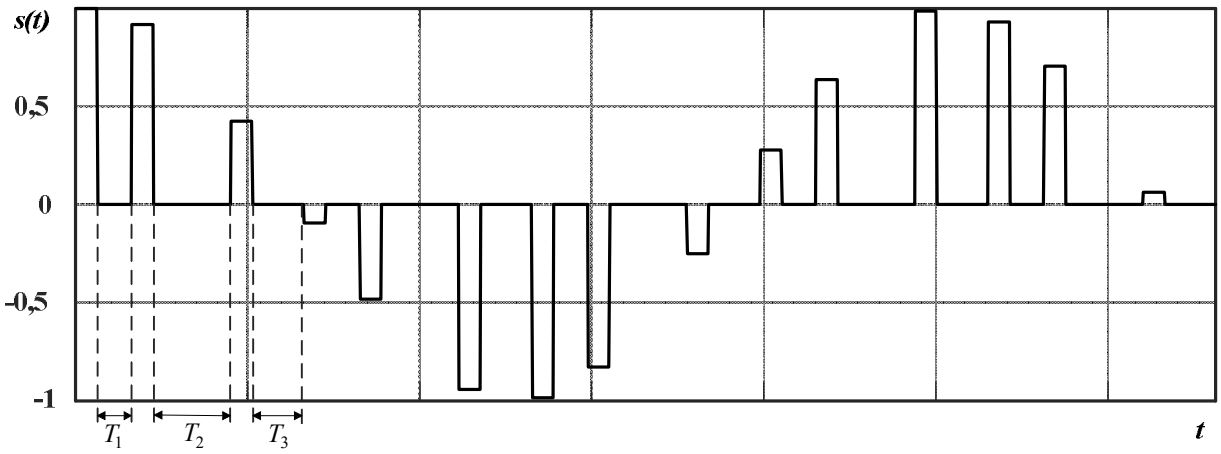


Рис. 1. Пример временной диаграммы пачки импульсов при $p=3$

Отсчеты неэквидистантной последовательности сигнала на выходе МЧФ X_k реализуемого на основе *N*-точечного модифицированного алгоритма БПФ можно представить как:

$$X_k=\sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1}x_{pn}W_N^{pnk}+e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\frac{(T_0-T_1)}{T_0}}W_N^k\sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1}x_{pn+1}W_N^{pnk}+e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\frac{(2T_0-(T_1+T_2))}{T_0}}W_N^{2k}\sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1}x_{pn+2}W_N^{pnk}+$$
$$+...+e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\frac{\left((p-1)T_0-\sum_{i=1}^{p-1}T_i\right)}{T_0}}W_N^{(p-1)k}\sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1}x_{pn+p-1}W_N^{pnk},$$

где $k=0..N-1$;

$W_N^k=e^{\frac{-j2\pi k}{N}}$ – номер канала;

$T_0=\frac{\sum_{i=1}^{p}T_i}{p}$ – средний период повторения импульсов последовательности $\{x_n\}$.

В дальнейшем будем характеризовать степень глубины вобуляции периода повторения импульсов как:

$$\nu_m = \frac{\left(mT_0 - \sum_{i=1}^{m} T_i \right)}{T_0},$$

где m – номер подпоследовательности, $m = 0...p-1$.

Структура модифицированного алгоритма БПФ представлена в [5]. Рассмотрим структуру БПФ при $p \neq 2^a$, где a-целое число, например при $p = 3$, тогда N-точечный модифицированный алгоритм БПФ можно представить как:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n} W_N^{3nk} + W_{\nu_1,N}^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + W_{\nu_2,N}^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+2} W_N^{3nk},$$

$$\nu_1 = \frac{T_0 - T_1}{T_0},\ \nu_2 = \frac{2T_0 - T_1 - T_2}{T_0},$$

$$W_{\nu_1,N}^k = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\nu_1} W_N^k = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\nu_1} e^{\frac{-j2\pi k}{N}} = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot(\nu_1-1)},$$

$$W_{\nu_2,N}^k = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\nu_2} W_N^{2k} = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot\nu_2} e^{\frac{-j2\pi 2k}{N}} = e^{\frac{j2\pi k}{N}\cdot(\nu_2-2)},$$

где ν_1 и ν_2 характеризуют степень вобуляции периода повторения импульсного сигнала.

Из представленных формул можно построить структуру МЧФ на основе модифицированного БПФ (рис. 2) для трехпериодной вобуляции импульсов.

При $\nu_1 = -0,1$, $\nu_2 = 0,05...0,3$, количество отсчетов $N = 12$ и относительная ширина спектра сигнала $\Delta f_c = 0,01$ проведен анализ зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-шум – $\bar{\mu}$ по усредненным частотным каналам МЧФ от степени вобуляции глубины ν_2, результат которого представлен на рисунке 3, где пунктирная и сплошная линии соответственно применение модифицированного и классического алгоритма БПФ.

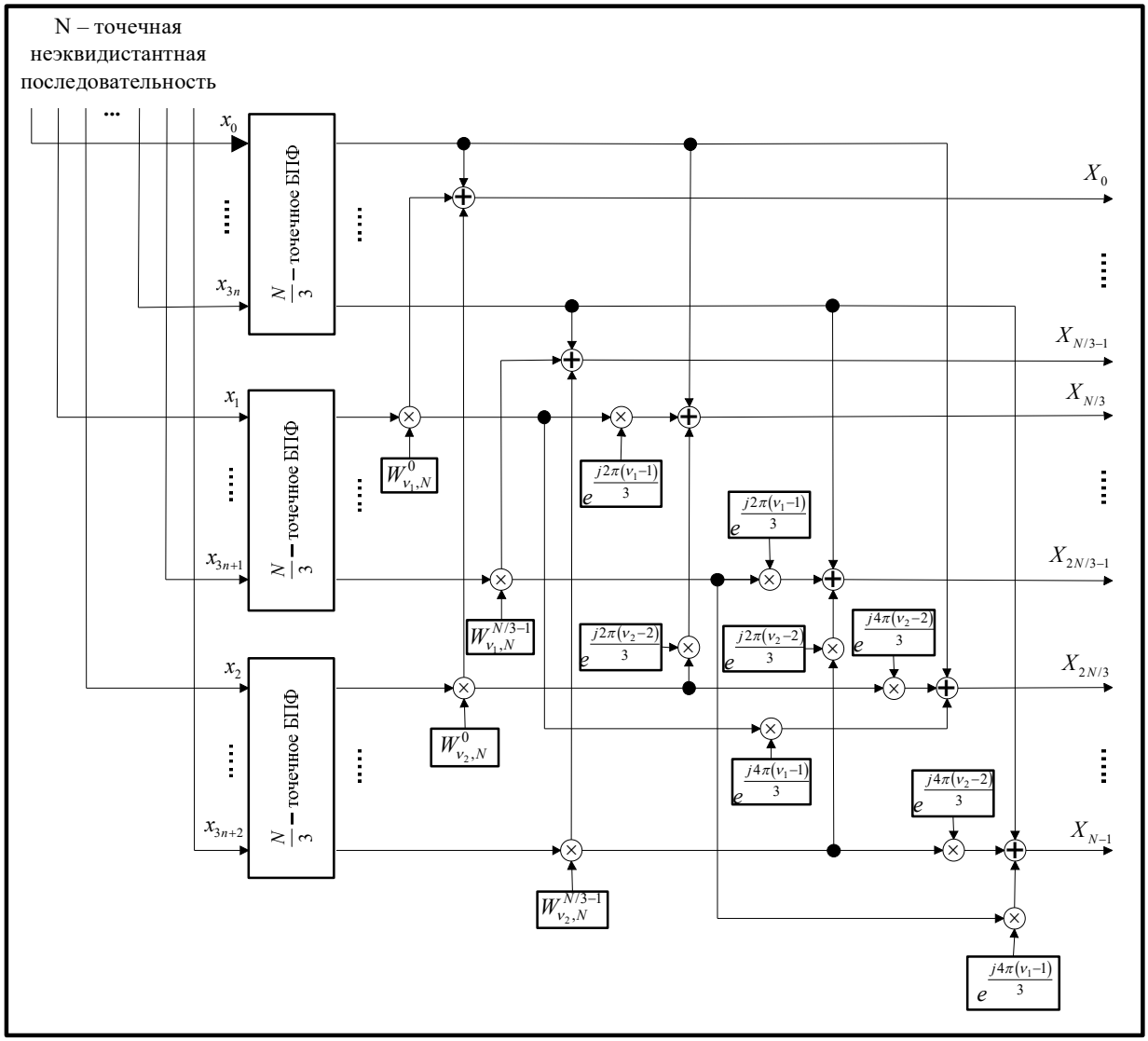


Рис. 2. Структура МЧФ на основе модифицированного БПФ для ТВЧПИ

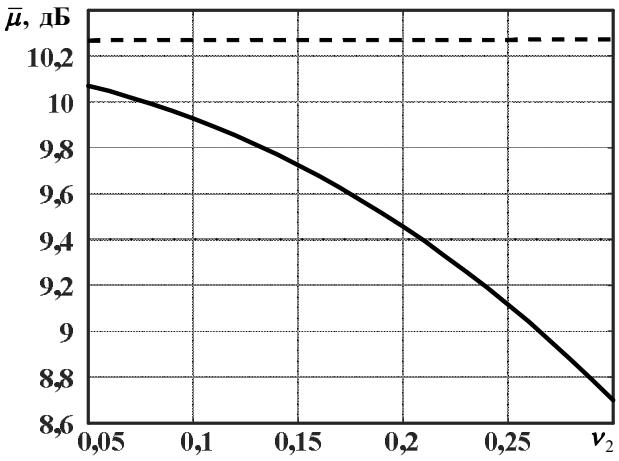


Рис. 3. Зависимость среднего коэффициент улучшения отношения сигнал-шум – $\bar{\mu}$ МЧФ от степени вобуляции глубины v_2

Результат анализа показан, что при применении модифицированного алгоритма выигрыш по среднему коэффициенту улучшения отношения увеличивается с увеличением степени вобуляции глубины перед классическим алгоритмом БПФ и этот выигрыш увеличивается до1,5 дБ.

Расчет вычислительных затрат модифицированных алгоритмов быстрого преобразования Фурье при обработке неэквидистантных последовательностей импульсов

Если $N = pq = 2^a \cdot 2^b$ ($p = 2^a$ и $q = 2^b$) является составным числом, а количество сдвигов между эквидистантными подпоследовательностями равно *p*, количество отсчетов в каждой эквидистантной подпоследовательности - *q*, то БПФ реализуется за $a + b$ этапов вычисления, в том числе *b*-этапов для вычисления БПФ эквидистантных подпоследовательностей и *a*-этапов вычислений с дополнительным комплексным умножением на комплексные поворачивающие множители $\exp(\frac{j2\pi k\nu_m}{N})$. При этом число комплексных сложений сохраняется, а число комплексных умножений увеличивается на:

$$M_{доп} = \frac{Na}{2},$$

Общее количество комплексных сложений и умножений для (1) и (2) соответственно равны

$$A = N\left(a + b\right), \tag{1}$$

$$M = M_{клас} + M_{доп} = \frac{N}{2}\left(a + b\right) + \frac{Na}{2}. \tag{2}$$

где $M_{клас} = \frac{N}{2}\left(a + b\right)$- количество комплексных умножений по классическому алгоритма БПФ.

В таблице 1 представлен результат расчета количества комплексных операций в зависимости от количества отсчетов *N* и сдвигов-*p*.

Таблица 1. Результат расчетов число комплексных операций

N	16			32			64			128		
p	1	2	4	1	2	4	1	2	4	1	2	4
A	64	64	64	160	160	160	384	384	384	896	896	896
M	32	40	48	80	96	112	192	224	256	448	512	576
$M_{доп}$	0	8	16	0	16	32	0	32	64	0	64	128
$M_{доп}/\left(A + M_{класс}\right),\%$	0	8,3	16,7	0	6,7	13,3	0	5,6	11,1	0	4,8	9,5

Из таблицы 1 можно видеть, что при $p = 1$ (без вобуляции) модифицированный алгоритм БПФ вырождается в классический БПФ. С увеличением *p* количество комплексных сложений не изменяется и количество комплексных умножений увеличивается. Отношение дополнительных комплексных операцией к общему количеству комплексных операцией уменьшается с увеличением количества отсчетов, которое равно 16,7 % при $N = 16$ и $p = 4$, и равно 9,5 % при $N = 128$ и $p = 4$.

При $p \neq 2^a$ и $q = 2^b$ и, если, например, *p*-простое число, $N = pq = p \cdot 2^b$ вычисления реализуются $(b+1)$-этапной процедурой, на заключительном этапе которой выполняется дополнительное вращение отсчета умножением на $\exp(\frac{j2\pi k v_m}{N})$. Из структуры БПФ (рис. 2) видно, что количество комплексных операцией не зависит от величины степени вобуляции периода повторения импульсов и общее количество комплексных сложений и умножений соответствует формулам (3) и (4).

$$A_2 = Nb + (p-1)N, \tag{3}$$

$$M_2 = \frac{N}{2}b + (p-1)N. \tag{4}$$

В таблице 2 представлен результат расчета числа комплексных операций при числе сдвигов *p*-простого числа.

Таблица 2. Результат расчетов числа комплексных операций при числе сдвигов *p*-простого числа

b	2		3		4		5	
p	3	5	3	5	3	5	3	5
N	12	20	24	40	48	80	96	160
A_2	48	120	120	280	288	640	672	1440
M_2	36	100	84	220	192	480	432	1040

Таким образом, проведен анализ структуры модифицированного алгоритма быстрого преобразования Фурье, применяемого для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов с ТВЧПИ. Выполнен расчет вычислительных затрат модифицированного алгоритма БПФ, позволяющий сделать вывод, что при $N = pq = 2^a \cdot 2^b$ ($p = 2^a$ и $q = 2^b$) количество комплексных сложений сохраняется при увеличении количества временных сдвигов периодов повторения отсчетов, однако количество комплексных умножений увеличивается. Общее количество дополнительных комплексных операцией модифицированного алгоритма БПФ уменьшается с 16,7 % до 9,5 % при увеличении количества отсчетов с 16 до 128 по сравнению с количеством комплексных операцией при выполнении классического алгоритма БПФ. Однако, если $N = pq = p \cdot 2^b$ и *p*-простое число, то не требуется дополнительных комплексных операцией. Отмечено, что модифицированный алгоритм выигрывает у классического алгоритма БПФ в отношении сигнал-шум до 1,5 дБ. Данный результат является важным при проектировании процессора, реализующего МЧФ.

Библиографический список

1. Кошелев В.И. Многоканальная доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов / В.И. Кошелев // Радиотехника. - 2012. - №3. - С. 1-6.

2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев // М.: Радиотехника. - 2015. - 437 с.

3. Богатов А.Д. Алгоритм совместной оценки частоты Доплера и ее производной по пачке неэквидистантных радиоимпульсов / А.Д. Богатов, В.В. Костров, В.В. Терсин // Радиотехника. - 2007. - № 6. - С. 55-59.

4. Фитасов Е.С. Квазиоптимальный проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов / Е С. Фитасов, И.Я. Орлов, В.В. Насонов, Е.В. Бессонова, С.А. Козлов // Известия вузов. Радиофизика. - 2019. - №6. – С. 460-468.

5. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем / В.И. Кошелев // Успехи современной радиоэлектроники. - 2014. - №10. - С. 16-20.

УДК 621.317; ГРНТИ 29.33.18

ОБНАРУЖЕНИЕ АНОМАЛИЙ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛАХ НА ОСНОВЕ ИХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ

Е.А. Жирков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрен метод обнаружения разладки при помощи АР-оценивания спектра случайного процесса на ограниченной выборке для решения задач навигации. Проведён анализ эффективности предлагаемого метода и выявлены перспективные пути развития и модернизации решения математической задачи о поиске момента разладки.

Ключевые слова: авторегрессия, лазер лидар, разладка, спектральный анализ, статистика, цифровая обработка сигналов.

DETECTION OF ANOMALIES IN RADIO SIGNALS BASED ON THEIR PARAMETRIC DESCRIPTION

E.A. Zhirkov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

Abstract. Method for disorder detecting using the AR-estimation of random process spectrum on limited sample for solving navigation problems is considered. The analysis of proposed method effectiveness is carried out and promising ways of developing and modernizing the mathematical problem solution of disorder moment detection are identified.

Keywords: autoregression, digital signal processing, disorder, laser, LiDAR, spectral analysis, statistic.

Последние несколько лет использование беспилотных летательных аппаратов кратно возросло. Современные волоконно-оптические гироскопы не слишком дороги в производстве и неприхотливы в обслуживании, что делает возможным установку данных навигационных систем в дронах [1]. При этом не обязательно усложнять конструкцию гироскопа, чтобы повысить его точность: это можно сделать программным путём.

В данной работе изложены результаты исследования, посвящённого обработке сигналов навигационной системы с целью выявления начала манёвра летательного аппарата [2]. Задача обнаружения начала манёвра важна потому, что при его отсутствии шумовые сигналы с гироскопических систем, обладающих невысокой точностью, поступают на органы управления. Это приводит к излишней нагрузке на них. Вместе с тем, сглаживающие шумы фильтры нижних частот существенно замедляют реакцию системы управления летательного аппарата, вызывая недопустимые задержки при маневрировании. Поэтому на практике используют адаптивную систему борьбы с шумами, подразумевающую резкое расширение полосы пропускания низкочастотного фильтра при начале манёвра и сужение полосы при его отсутствии. Подобный гибкий подход к параметрам фильтрации сигналов с выхода гироскопических систем даёт возможность снизить излишние нагрузки на систему управления летательного аппарата, сохраняя её достаточную оперативность.

Постановка проблемы

Наряду с традиционными методами поиска аномалии (разладки), предложенными А.Н. Колмогоровым [3], хорошо изучены и находят широкое применение в технике методы, основанные на параметрическом спектральном анализе. Одним весьма известным подобным методом является метод авторегрессионного (АР) оценивания [4]. Некоторые достижения в данной области уже совершены для небольших порядков АР-модели [5].

Исследуемый сигнал на выходе волоконно-оптического гироскопа представляет собой коррелированный процесс $x(t)$, причём манёвр (изменение соответствующей угловой ко-

ординаты) порождает монотонный тренд, являющийся признаком начала манёвра, параметры которого необходимы системе навигации (автопилоту) для адекватного управления летательным аппаратом. Вместе с тем, при отсутствии манёвра случайные флуктуации сигнала на выходе гироскопической системы порождают ложные стохастические реакции автопилота, которые осложняют задачу управления. Поиск момента начала манёвра сводится к анализу случайного процесса $x(t)$ на наличие в нём разладки, т.е. явления, заключающегося в потере стационарных свойств наблюдаемого процесса [6].

Таким образом, целью данной работы является нахождения момента θ разладки случайного процесса методом АР-оценивания.

Научная новизна работы заключается в применении метода АР-оценивания спектра случайного процесса на ограниченной выборке для задач навигации.

Аналитическое решение

Пусть имеется выборка $\mathbf{x}=[x_n]^{\mathrm{T}}$, $n=0, 1, \ldots, N-1$ объёма N, представляющая собой серию наблюдений из случайного процесса $x(t)=\delta s(t)+n(t)$, где $s(t)$ — манёвр; $n(t)$ — в общем случае случайный нестационарный процесс, являющийся шумом гироскопа; δ — число, такое, что $\delta=0$, если манёвра с заданной вероятностью нет, и $\delta=1$, если манёвр имеет место. Данный процесс $x(t)$ является нестационарным, так как наличие манёвра изменяет общую статистику процесса, порождая заметные отклонения во времени таких параметров, как математическое ожидание и дисперсия [7]. Уповая на то, что выборка $\mathbf{x}$ сделана из нормальной совокупности, модель реального процесса $x(t)$ можно описать следующим образом:

$$x(t)=\begin{bmatrix} x_0(t) \\ - - - \\ \Delta x(t) \\ - - - \\ x_1(t) \end{bmatrix},$$

где $x_\delta(t)$, $\delta=0, 1$ — условно стационарные (и эргодические) участки, соответствующие установившимся показаниям гироскопа при отсутствии и наличии манёвра соответственно;

$\Delta x(t)$ — переходная зона, являющаяся условно стационарным (и не обязательно эргодическим) процессом с примерно линейным монотонным трендом.

В первом приближении можно считать, что случайная величина, представляющая собой сигнал с выхода гироскопа, имеет гауссовский закон распределения. В более ранних работах [8] было сделано именно такое предположение. Отклонение среднего значения показаний от нуля свидетельствует о совершении манёвра летательным аппаратом.

В силу того, что апостериорный анализ [3] всей совокупности N наблюдений не позволяет работать с данными в режиме реального времени (реальный процесс с большой вероятностью уже изменится), актуальным становится вопрос последовательного обнаружения разладки [3, 5]. Для этого входной массив данных $\mathbf{x}$ подвергается обработке в скользящем окне, длина которого составляет q отсчётов. Таким образом, исходная выборка $\mathbf{x}$ большого объёма N заменяется более короткой выборкой $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$ гораздо меньшего объёма $q \ll N$. Перемещение скользящего окна вдоль выборки $\mathbf{x}$ позволяет оценивать динамику поведения случайного процесса $x(t)$ во времени. Размер q скользящего окна выбирается из заданных требований к быстродействию или достоверности обнаружения аномалии.

В данной работе предлагается использовать динамическую АР-модель спектра выборки $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$ в качестве анализируемой статистики. В дальнейшем под динамической АР-моделью будет подразумеваться АР-модель спектра короткой выборки $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$, являющейся частью выборки $\mathbf{x}$, ограниченной скользящим окном размера q. АР-модель $\mathbf{c}=[c_l]$ спектра порядка P строится по выражению:

$$c_l=(\mathbf{a}^{\mathrm{T}}\mathbf{e})^{-1},$$

где $\mathbf{a}=[a_k]$ — вектор-столбец коэффициентов a_k авторегрессии, являющийся решением уравнения Юла – Уолкера;

$\mathbf{e}=[\exp(-\mathrm{i}\,2\,\pi\,k\,l/L)]^{\mathrm{T}}$, $k=0, 1, \ldots, P$ — вектор-столбец комплексных экспонент;

l — номер спектрального отсчёта, $l=0, 1, \ldots L-1$;

L — число спектральных отсчётов нормированной частоты.

Если $L=2^r$, где r — целое число, то реализация свёртки вектора коэффициентов авторегрессии возможна с использованием алгоритмов БПФ. Обычно, $L\gg P$, что позволяет ввести избыточность элементов модели для её более детального представления. Для соблюдения размерности вектора **a** недостающие коэффициенты a_k авторегрессии заменяются нулями.

В задачах поиска манёвра знание о фазе не столь информативно, сколь знание об изменении амплитуды сигнала. Поэтому удобно перейти от комплексной модели спектра к действительной — применением следующего преобразования: $\mathbf{s}=\mathbf{c}^{\mathrm{H}}\mathrm{diag}(\mathbf{c})$, где **s** — спектральная плотность мощности (СПМ); $\mathrm{diag}(\cdot)$ — оператор диагонализации вектора. Таким образом, алгоритм поиска момента разладки в скользящем окне принимает следующий вид:

1) расчёт P коэффициентов авторегрессии a_k по выборке $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$, ограниченной окном размера q отсчётов;

2) вычисление комплексной модели спектра **c** в текущий момент времени;

3) получение модели энергетического спектра **s**;

4) сравнение текущей и предыдущей моделей энергетического спектра при движении окна вдоль выборки.

Решение о наличии аномалии принимается по заранее выбранному правилу $\mathrm{f}(\mathbf{p})$, где **p** — вектор параметров. Например, превышение порога $\mathrm{f}(\mathbf{p})\geq \mathrm{f}_0$, где f_0 — некоторый порог обнаружения аномалии. В данной работе в качестве критерия обнаружения разладки выступает критерий минимума СКО: исследуется изменение модуля ε вектора ошибок при изменении динамического АР-спектра во времени. Модуль дифференциальной разницы между текущей и предыдущей АР-моделью — показатель ε эволюции динамической АР-модели (во времени) — может быть выражен в виде: $\varepsilon=\|\mathbf{s}_t-\mathbf{s}_{t-1}\|$. Модель СПМ для участка $x_0(t)$ наблюдаемого процесса $x(t)$ в силу заведомого отсутствия манёвра, т.е. $x(t)=n(t)$, представляет собой модель СПМ шума гироскопа. Хаотический процесс порождает хаотическую АР-модель спектра, ввиду отсутствия нормировки мощности представляющую собой набор нескольких мод, появляющихся на случайных частотах. Следовательно, показатель ε эволюции динамической АР-модели является случайной величиной с дисперсией σ_ε^2 и не представляет особого интереса для исследования.

Для другого установившегося режима (после наступления разладки), соответствующего наблюдению участка $x_1(t)$ процесса $x(t)$ при $x(t)=s(t)+n(t)$, справедливо наличие постоянной составляющей $m_x(t)=m_x\neq 0$ (манёвра), смещающей от нуля среднее значение показаний гироскопа. Из-за того, что дисперсия $\sigma_x^2(t)=\sigma_x^2$ процесса $x(t)$ изменяется незначительно, то для явного манёвра справедливо $m_x\gg\sigma_x$. Таким образом, наличие постоянной мощности на выходе датчика порождает слабые флуктуации спектра во времени, и показатель ε эволюции динамической АР-модели имеет меньший среднеквадратический разброс.

Наибольший интерес имеет участок $\Delta x(t)$ наблюдаемого процесса $x(t)$, представляющий, как было сказано ранее, переходную зону между двумя стационарными участками $x_0(t)$ (нет манёвра) и $x_1(t)$ (есть манёвр). Данный переходный участок содержит показания датчика с переменными во времени статистическими свойствами (нелинейным, монотонно растущим трендом). Момент θ разладки, по определению [3], является случайным моментом времени. В рассматриваемом случае разладка «размыта» по шкале времени, т. е. не соответствует фиксированной точке $t=\theta$ на заданном интервале наблюдения, что согласуется с реальными физическими процессами. Поэтому в рамках решаемой задачи следует доопределить момент θ разладки, как случайный момент времени, после которого мы считаем, что процесс $x(t)$ те-

ряет свою стационарность [6, 7]. Это свидетельствует о том, что условный летательный аппарат начал совершать манёвр.

На основе вышеизложенного следует сделать краткий вывод о том, что момент θ разладки, соответствующий началу манёвра, представляет интерес для обнаружения в момент перехода процесса $x_0(t)$ в процесс $\Delta x(t)$. Наоборот, актуальность обнаружения разладки снижается тем больше, чем ближе переход $\Delta x(t)$ к $x_1(t)$, т. е. когда манёвр либо уже окончен, либо он совершается с постоянной угловой скоростью.

Результаты модельного эксперимента

Модельный процесс, иллюстрирующий манёвр условного летательного аппарата, представлен на рисунке 1.

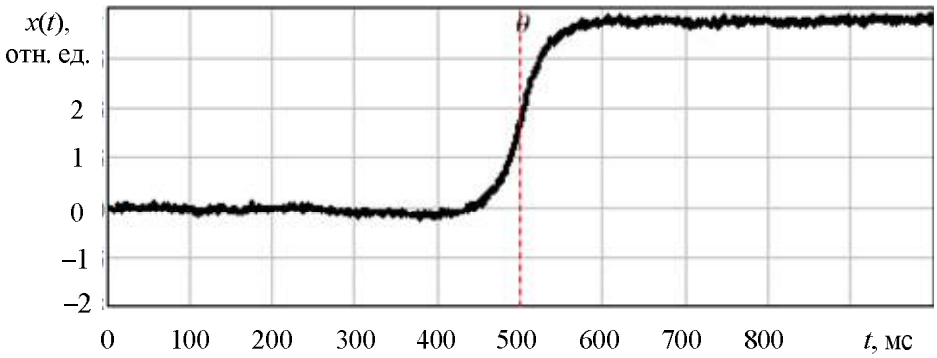


Рис. 1. Модельный радиотехнический сигнал с выхода гироскопа

В качестве параметров компьютерной модели использовались следующие значения:
- объём выборки N=1000 отсчётов;
- размер скользящего окна q=30;
- порядок АР-модели P=10;
- число спектральных отсчётов L=256.

Показатель ε эволюции динамической АР-модели во времени приведен на рисунке 2.

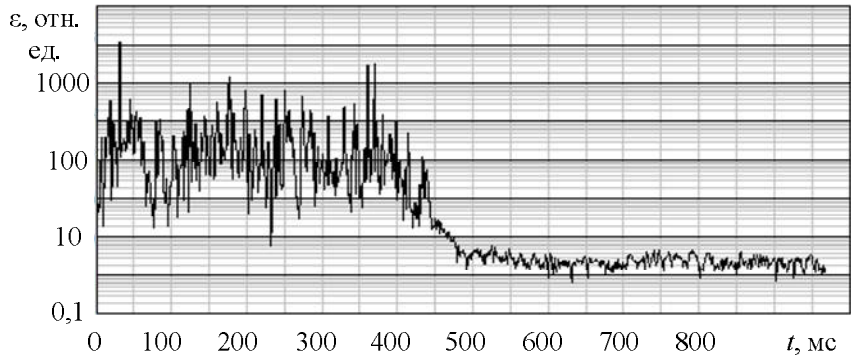


Рис. 2. Зависимость мгновенного показателя ε эволюции АР-модели СПМ процесса на выходе гироскопа

При анализе величины ε (см. рис. 2) следует учитывать, что расчёт данного показателя производится с задержкой не менее, чем q отсчётов, что согласуется с принципом цифровой обработки сигнала в скользящем окне в режиме реального времени. Динамика АР-модели СПМ наблюдаемого процесса, количественно выраженная показателем ε, позволяет судить о характере случайного процесса $x(t)$ и с заданной точностью определить степень его стационарности. Обнаружение момента θ разладки производится по критерию $\varepsilon_{ус}<\varepsilon_0$, где $\varepsilon_{ус}$ — ус-

реднённый показатель ε, учитывающий его динамику во времени; ε_0 — заранее выставленный порог (например, по правилу Неймана-Пирсона).

Выводы и прикладное значение проведённого исследования

Предлагаемый метод поиска разладки, основанный на параметрическом спектральном анализе принимаемого сигнала, потенциально может быть использован в задачах навигации для беспилотных летательных аппаратов. Проведённое теоретическое исследование показало, что эволюция динамической АР-модели спектральной плотности мощности наблюдаемого случайного процесса может служить предметом для математического анализа с целью выявления аномалий случайного процесса, связанных с изменением его стационарности.

Библиографический список

1. 50 лет лазерному гироскопу / Д.П. Лукьянов и др. // Фотоника. 2014. Том 44. № 2. С. 20–37.

2. Брич А.И. Сравнительный анализ алгоритмов фильтрации данных инерциальных датчиков. Политехнический молодёжный журнал. 2023, № 03. С. 1–15.

3. А.Н. Колмогоров, Ю.В. Прохоров, А.Н. Ширяев Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов.— Тр. МИАН СССР, 1988, том 182, 4-23.

4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ: пер. с англ.— М.: Мир, 1990.— 584 с.

5. Воробейчиков С.Э. Об обнаружении изменения среднего в последовательности случайных величин // Автоматика и телемеханика, 1998.— №3.— С. 50–56.

6. Ширяев А.Н. Статистический последовательный анализ. — М.: Наука, 1976, 272 с.

7. Миддлтон. Введение статистическую теорию связи.

8. Жирков Е.А. Анализ шумовой дорожки лазерной измерительной аппаратуры // Труды VII Всероссийской научно-технической конференции АПСНиП. — Рязань: РГРТУ, 2022.

УДК 537.872

КОГЕРЕНТНЫЙ ЛОКАТОР МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА П-18К

И.В. Васильев

Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. В работе даётся информация о новой радиолокационной станции метрового диапазона волн, разработанной в Специальном конструкторско-технологическом бюро «Гранит» (Казахстан). Приводится информация об истории её разработки и истории создания российских когерентных радиолокаторов метрового диапазона.
Ключевые слова: БПЛА, история, когерентность, НРЗ, метровый диапазон, радиолокация.

COHERENT VHF BAND LOCATOR P-18K

I.V. Vassilyev

JSC “Special Design and technology Bureau “Granite”,
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The paper describes about a new meter wave radar station developed at the Special Design and Technology Bureau "Granit" (Kazakhstan). Information is provided on the history of its development and the history of the creation of Russian coherent meter range radars.
Keywords: UAV, history, coherence, IFF, meter range, radar.

В 2005 году в Специальном конструкторско-технологическом бюро (СКТБ) «Гранит» (г.Алматы, Казахстан) была начата разработка первого казахстанского радиолокатора. До этого года в Казахстане отсутствовала собственная школа специалистов в области радиолокации. Не готовились специалисты по радиолокации в ВУЗах, не было конструкторских бюро и заводов, занимающихся разработкой или производством радиолокационной техники.

Тем не менее, специалисты в области радиолокации были, окончившие ВУЗы в других республиках Советского Союза и получившие практический опыт, работая на 10 Главном научно-исследовательском полигоне (10 ГНИИП) МО СССР, ныне известном как полигон «Сары-Шаган», на котором отрабатывалась система противоракетной обороны СССР. Первым казахстанским радиолокатором стала радиолокационная станция П-18М, представляющая собой модернизацию аналоговой радиолокационной станции П-18 «Терек».

К тому времени СКТБ «Гранит» было самым подготовленным предприятием Казахстана для того, чтобы приступить к разработке отечественного радиолокатора. Однако для начала самостоятельной разработки радиолокатора этого было не достаточно. Необходимо было накопить опыт разработки всех узлов радиолокационной станции от систем электропитания до передатчиков, от систем вращения до цифровой обработки радиолокационных сигналов. Этот опыт был накоплен в результате выполнения многих научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, которые предприятие выполняло как в рамках отраслевых научно-исследовательских программ, так и за счёт собственных средств.

Так, в 1993 году предприятие приступило к разработке региональной АСУ противовоздушной обороны «Беркут», программное обеспечение которой легло в основу программно-алгоритмического обеспечения радиолокационной станции П-18М. В рамках выполнения этой работы были отработаны алгоритмы вторичной обработки радиолокационной информации (завязывание трасс по данным целеуказаний от радиолокационных станций) и её отображения, а также интерфейс оператор - радиолокационная станция. Для расчётов зон радиолокационной видимости была применена трёхмерная карта местности.

На базе АСУ «Беркут» был разработан передвижной командный пункт управления противовоздушной обороны. В рамках этой работы были отработаны технические решения по компоновке рабочих мест операторов в кузове автомобиля, организация систем электропитания и кондиционирования, варианты прокладки коммуникаций и заземления оборудования.

Важным элементом передвижного командного пункта стало использование системы обработки радиолокационной информации (СОРЛИ), которая осуществляла оцифровку видеосигнала аналоговых радиолокационных станций и её первичную обработку (выделение целей и определение их координат). Первый вариант исполняемого кода программного обеспечения модернизированной станции П-18М так и назывался «sorli», и он был использован в радиолокаторе П-18М. На командном пункте отрабатывались системы оперативной речевой связи, коммуникации с придаваемыми техническими средствами, а также системы видеонаблюдения.

Параллельно, в рамках выполнения НИОКР по созданию опытного образца станции метеорной радиосвязи прорабатывались вопросы по разработке приёмного и передающего устройств метрового диапазона волн. Радиосвязь с использованием отражений от ионизированных следов метеоритного вещества, круглосуточно попадающего в атмосферу, фактически представляет собой разнесённую в пространстве радиолокационную станцию. В рамках этой работы было получено 16 патентов на изобретение, включая один Евразийский патент.

Кроме того, СКТБ «Гранит» ранее привлекалось к монтажу и пусконаладочным работам модернизированных станций П-18, а также к их последующему техническому обслуживанию, выполненных по российской и украинской технологиям, закупленных Республикой Казахстан. Критический анализ технических решений, заложенных в этих вариантах модернизации, а также учёт ряда требований Заказчика РЛС, которые не обеспечивали эти радиолокаторы, позволили предложить вариант модернизации радиолокатора, устраняющий эти недостатки.

В 2007 году первые два радиолокатора были произведены и в 2008 году, после государственных испытаний один из локаторов заступил на боевое дежурство. Радиолокатор с

заводским номером 001 был направлен в Учебный центр Военного института инженеров радиоэлектроники и связи (ВИИРЭС) в качестве учебного радиолокационного средства.

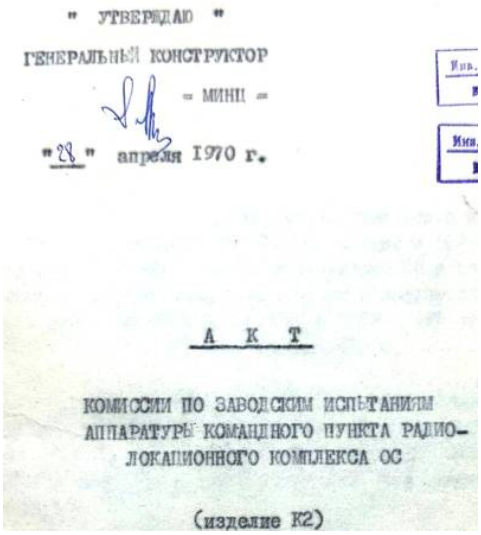
Основной особенностью этих радиолокаторов была тщательная проработка вопросов разделения изделия на функциональные элементы замены и широкое использование цифровой обработки сигналов, микропроцессоров и ПЛИС, позволяющее осуществлять дальнейшее совершенствование тактико-технических характеристик (ТТХ) радиолокатора посредством замены программного обеспечения и относительно недорогих блоков. Это решение, как показала практика, полностью оправдало себя, так как позволяло в рамках обычного технического обслуживания улучшать ТТХ РЛС, доводя характеристики всех ранее выпущенных локаторов до уровня последних произведённых изделий. А улучшения происходили практически ежегодно.

Расширение боевого применения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с малой эффективной поверхностью рассеивания (ЭПР) привело к необходимости поиска вариантов улучшения ТТХ РЛС П-18М для решения этих задач. Изучение научных источников привело к выводу, что наиболее перспективным вариантом дальнейшей модернизации радиолокатора П-18М должен стать перевод его в режим межлучевого когерентного накопления. В работе [1] была показана перспективность использования радиолокаторов метрового диапазона с когерентным накоплением. В этой работе даны примеры обнаружения малоразмерных судов на дистанциях до 20% превышающих радиогоризонт, а также вертолётов в горных ущельях.

Первый в мире когерентный радиолокатор метрового диапазона волн с межлучевым когерентным накоплением [2] был поставлен на боевое дежурство в 1971 году. Это был радиолокатор «Днепр» системы раннего предупреждения о ракетном нападении (СПРН), установленный на берегу озера Балхаш (рисунок 1).

Рис. 1. РЛС «Днепр» на площадке 54 (10 ГНИИП)

Этот локатор (модернизация линейки локаторов ЦСО-П, Днестр) был способен обнаруживать баллистические цели с ЭПР 1м^2 на дистанциях до 4000 км [6]. Заводские испытания этого локатора были завершены в 1970 голу (рисунок 2).



" УТВЕРЖДАЮ "
ГЕНЕРАЛЬНЫЙ КОНСТРУКТОР
= МИНП =
"28" апреля 1970 г.

А К Т

КОМИССИИ ПО ЗАВОДСКИМ ИСПЫТАНИЯМ
АППАРАТУРЫ КОМАНДНОГО ПУНКТА РАДИО-
ЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА ОС

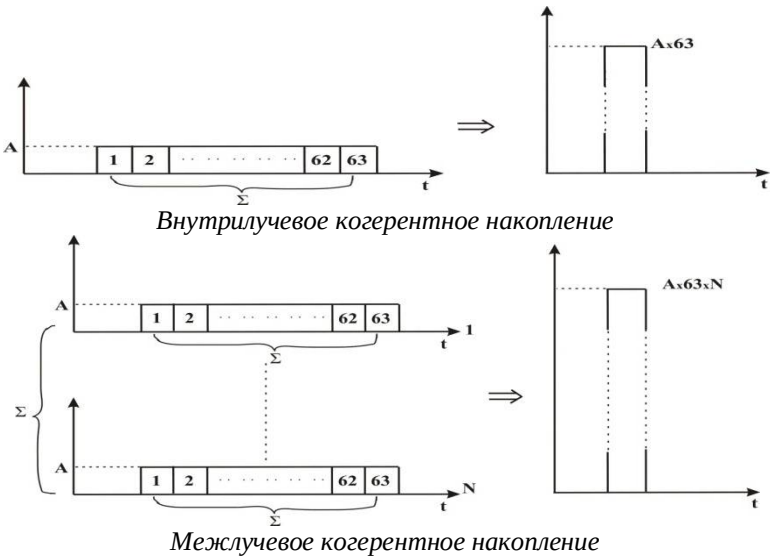
(изделие К2)

Рис. 2. Титульный лист акта испытаний РЛС «Днепр»

Проводились эксперименты и с введением когерентности в аналоговую радиолокационную станцию П-18 [3]. В этом радиолокаторе было реализовано накопление радиолокационных отражений по 4096 импульсам, при этом достигалось улучшение соотношения сигнал/шум на 37 дБ. Этот радиолокационный стенд длительное время эксплуатировался на сахалинском полигоне [4].

Относительная стабильность частоты опорного генератора РЛС П-18М $5 \cdot 10^{-9}$, что обеспечивало время когерентного накопления не менее 260 мс При скорости вращения антенны РЛС - 4 оборота в минуту, один оборот (360^0) осуществляется за 15 секунд. При ширине диаграммы направленности антенны 6^0, цель находится в главном луче диаграммы направленности в течение $15*6^0/360^0=0,25$ секунд, что допускало возможность введения когерентного накопления без существенных изменений конструкции радиолокатора П-18М.

В 2017 году было принято решение об экспериментальной проверке возможности введения режима межлучевого когерентного накопления в радиолокаторе П-18М. Принцип межлучевого накопления показан на рисунке 3 (кодовый сигнал РЛС П-18М – М-последовательность длиной 63 импульса), где N – число когерентно складываемых зондирующих сигналов (У РЛС «Днепр» использовалась М-последовательность длиною 127 импульсов).



Внутрилучевое когерентное накопление

Межлучевое когерентное накопление

Рис. 3. Межлучевое когерентное накопление

В 2018 году был и изготовлены два опытных образца блоков АПОРЛИ-К (Аппаратура Предварительной Обработки Радиолокационной Информации – Когерентная) и проведены её испытания. Результаты испытаний при зондировании контрольного местного предмета приведены в таблице 1.

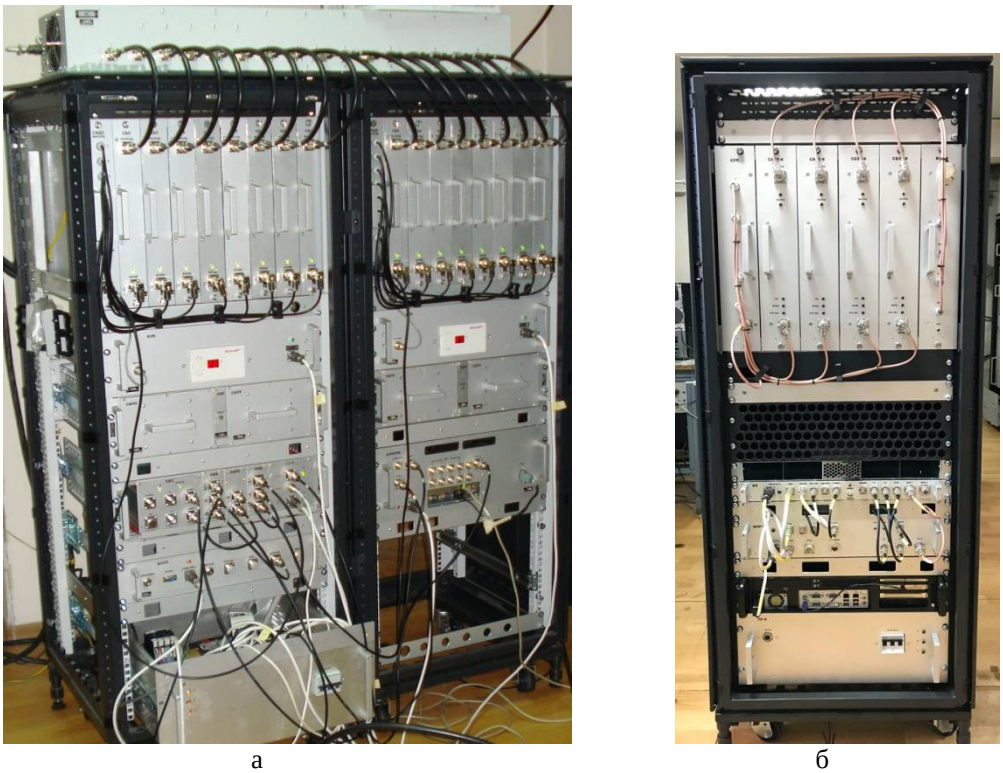
Таблица 1. Сравнение соотношений сигнал/шум с блоками АПОРЛИ и АПОРЛИ-К

	Амплитуда (ед. АЦП)	Шум (ед. АЦП)	Соотношение сигнал/шум (дБ)
Штатный АПОРЛИ	711	30	27,5
Новый АПОРЛИ-К, штатная программа, без межлучевого накопления	5200	150	30,8
Новый АПОРЛИ-К, штатная программа, с межлучевым накоплением	4500	38	41,5

Близкие результаты были получены и по движущимся целям. Улучшение соотношения сигнал/шум без включения режима межлучевого когерентного накопления было достигнуто из-за использования микросхем аналогово-цифровых преобразователей (АЦП) с меньшим шумом и более тщательной разводкой печатных плат АЦП. Полученные положительные результаты дали основание для создания комплекта оборудования, получившего наименование П-18К.

Достигнутое существенное улучшение соотношения сигнал/шум и, связанное с этим увеличение дальности обнаружения, привело к необходимости улучшения тактико-технических характеристик наземных радиозапросчиков (НРЗ) 1Л22, сопрягаемых с изделиями П-18.

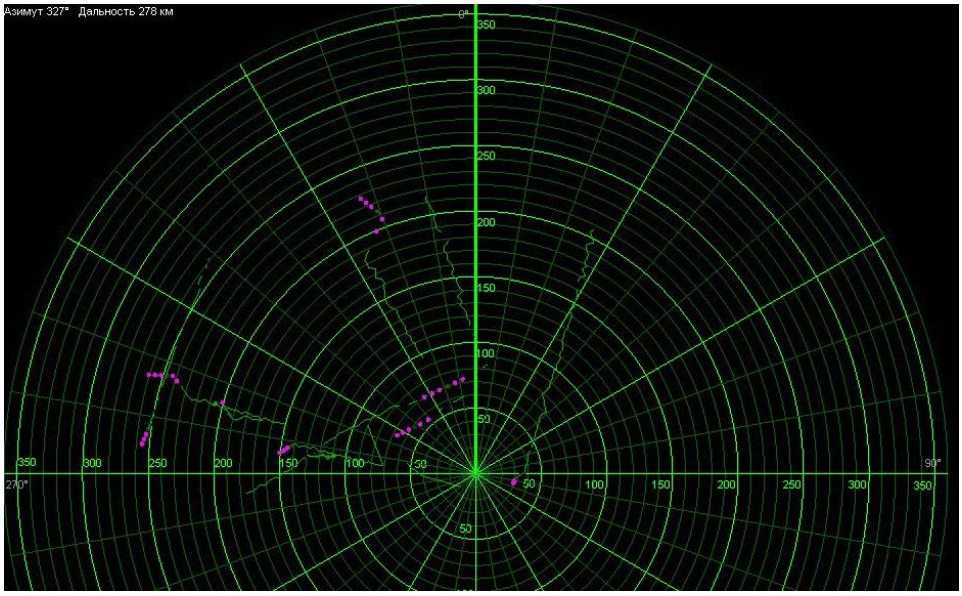
В 2021 году (с задержкой из-за короновирусной инфекции) такой комплект оборудования был изготовлен (рисунок 4).



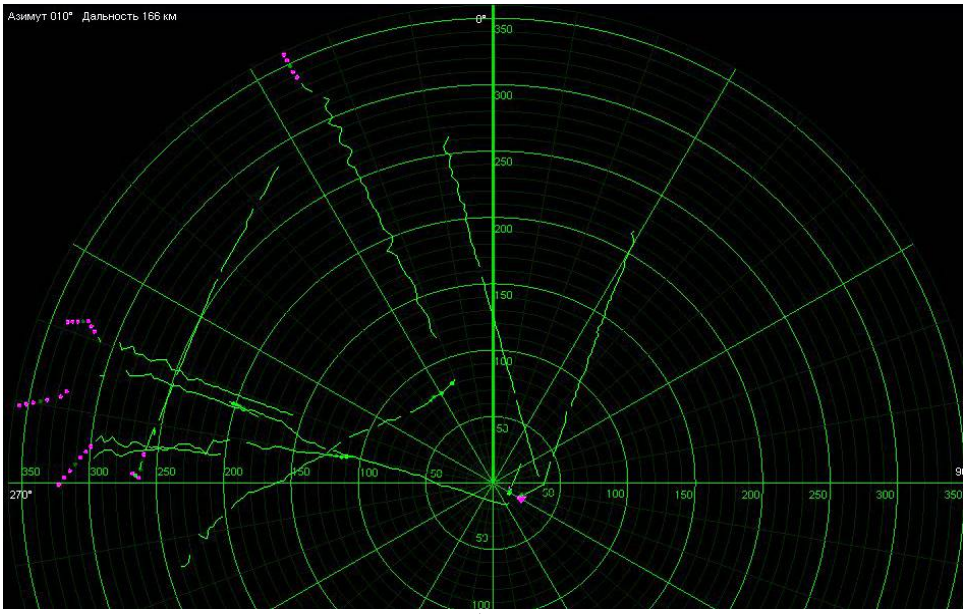
а б

Рис. 4. Аппаратура П-18М (а), и П-18К (б)

В изделии П-18К был применён транзисторный передатчик с повышенным КПД, улучшивший систему терморегуляции оборудования, и была существенно улучшена система функционального контроля работы блоков радиолокатора. 5 октября 2021 года были проведены сравнительные синхронные испытания изделий П-18М и П-18К (при минимальной высоте подъёма антенн) во время нахождения в воздухе малых летательных аппаратов. Результаты проводки целей приведены на рисунке 5.



а)



б)

Рис. 5. Воздушная обстановка, зафиксированная РЛС П-18М (а) и П-18К (б)

Сиреневыми точками показаны пролонгации потерянных целей. Из рисунков видно, что РЛС П-18К не только дальше обнаруживала и сопровождала цели, но и обнаруживала малоразмерные цели, не обнаруженные РЛС П-18М. В феврале 2022 года Изделие П-18К успешно закончило заводские испытания, проводившиеся на базе учебного центра ВИИРЭС, а с 2023 года режим когерентного межлучевого накопления начал внедряться в серийные радиолокаторы П-18М.

Успехи развития радиоэлектроники, вычислительной техники и цифровой обработки сигналов существенно облегчают создание новых образцов радиолокационной техники. Так, в 2020 году нидерландский радиолюбитель Роб Харденберг (PE1ITR) опубликовал результаты своих экспериментов по радиолокации [5]. Используя антенну Yagi из 10 элементов, установленную на высоте 4 метра над землёй и передающее устройство мощностью 500 Вт, он на частоте 144,51 МГц принял отражение от самолёта B747 (рисунок 6), находившемся на удалении 100 км.

Рис. 6. Импульсы эхо-сигналов, отражённых от B747 в эксперименте Роба Хардерберга

Как видно из рисунка 6, соотношение сигнал/шум составило 30 дБ при длительности зондирующих импульсов 5 мс и полосе приёмного устройства 2,5 кГц. И это без когерентного накопления.

Данное исследование финансировалось комитетом науки и высшего образования Республики Казахстан (грант №AP148011/0222).

Библиографический список

1. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография // под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. – 512С.: ИЛ.

2. АО РТИ им. А.Л. Минца. История института // URL: http://aorti.ru/upload/iblock/475/it_2_96_small.pdf (дата доступа 10.02.2024г.)

3. П.В. Воробьёв и др. Макет когерентной РЛС для исследования атмосферы и поверхности моря на частоте 150 МГц // Институт ядерной физики им. Будкера СО РАН, Новосибирск, 1994, 16С. URL: https://inspirehep.net/files/55b9465e36bf883f8a0f6395cae5599f (дата доступа 10.02.2024г.)

4. И.Б. Федоров, “Мониторинг морской поверхности наземными радиолокационными станциями”, ИТИВС, 2003, №4, С. 71–86.

5. Rob Harderberg. VHF radar experiments 2020 // URL: http://www.itr-datanet.com/~pe1itr/144mhz/vhf-radar-experiments-2020.htm (дата доступа 10.02.2024г.)

6. БГТУ «ВОНМЕХ» им.Д.Ф.Устинова РЛС 5Н15 «Днестр», 5Н86 «Днепр» http://library.voenmeh.ru/jirbis2/files/materials/ifour/book3/book_on_main_page/1.1.htm

УДК 621.396.663

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ АЗИМУТА В РЛС

И.В. Васильев
Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. В работе описан метод пеленгации азимута цели, применённый в радиолокаторе П-18М, сочетающий достоинства методов максимума (простота реализации) и равносигнального метода (лучшая точность). Приведены оптимальные уровни сигналов для расчёта пеленга цели. Показано, что предложенный метод соизмерим по точности с корреляцией эхосигналов с формой диаграммы направленности антенны РЛС.
Ключевые слова: антенна, корреляция, пеленг, радиолокация, точность.

INCREASING THE ACCURACY OF AZIMUTH DETERMINATION IN RADAR

I.V. Vassilyev
JSC "Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The paper describes the target azimuth direction finding method used in the P-18M radar, combining the advantages of the maximum methods (ease of implementation) and the equal-signal method (better accuracy). The optimal signal levels for calculating the target bearing are given. It is shown that the proposed method is comparable in accuracy to the correlation of echo signals with the shape of the radar antenna pattern.
Keywords: antenna, correlation, bearing, radar, accuracy.

Одной из важных тактико-технических характеристик (ТТХ) радиолокаторов является ошибка измерения азимута цели. В соответствии с формуляром [1], ошибка определения азимута у радиолокационных станций серии П-18 составляет $1{,}5^0$ на дальностях от 20 до 50 км и 1^0 на дальностях от 50 до 250 км. При ширине диаграммы направленности антенны РЛС от 6^0 до 8^0 (в зависимости от рабочей частоты) эта ошибка может составлять 12-25% от ширины диаграммы направленности, что, в целом, соответствует теоретическому значению для пеленгации методом максимума [2]. Большие ошибки в определении азимута приводят к выдаче неточных целеуказаниий для зенитно-ракетных комплексов.

Ошибка определения азимута складывается из двух составляющих, погрешности и точности измерений (рисунок 1) [3].

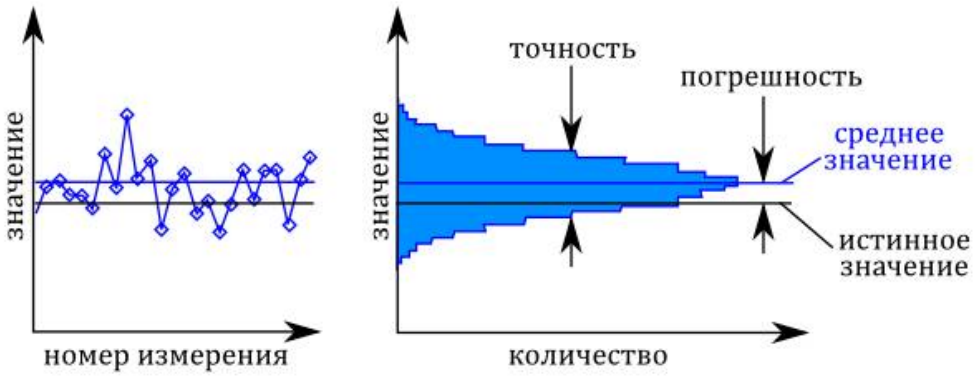


Рис. 1. Погрешность и точность измерений

Погрешность измерения азимута, как правило, связана с геометрией антенного полотна и точности юстировки антенны. Точность измерения азимута зависит от ширины диаграммы направленности антенны, используемого метода пеленгации и соотношения сигнал/шум на выходе приёмника [4, 5]. При модернизации радиолокационных средств, не имея возможности конструктивно изменять антенные системы, предлагаются различные способы

повышения точности измерения азимута, такие как использования нейронных сетей [6] или используя функцию правдоподобия [7].

Решая задачу повышения точности определения азимута в ходе работ по модернизации аналоговой РЛС П-18 до уровня П-18М, была сделана попытка заменить амплитудный метод пеленгации по азимуту на разновидность равносигнального метода (рисунок 2).

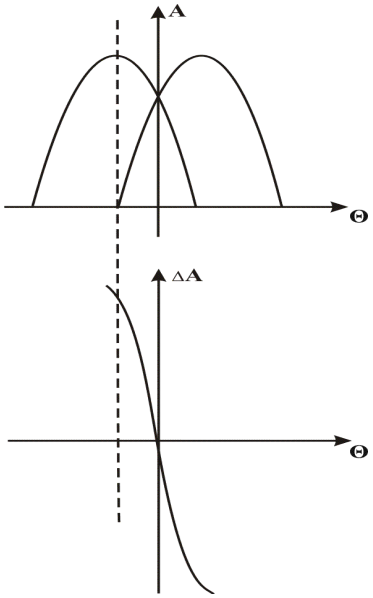


Рис. 2. Пеленгационная характеристика при равносигнальном методе пеленгации

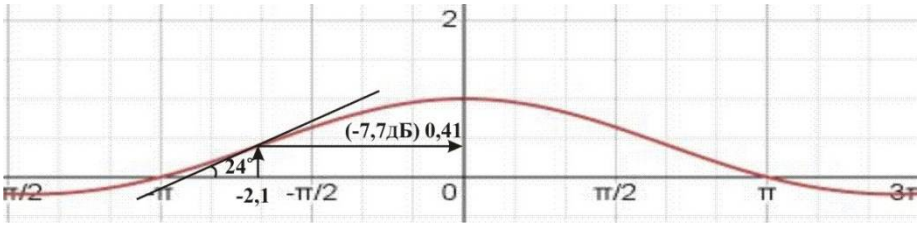
Суть заключалась в определении двух азимутов Θ_1 и Θ_2, на которых цель попадала на участок главного максимума диаграммы направленности антенны, имеющего максимальную крутизну, а истинное направление на цель рассчитывалось по формуле (1).

$$\Theta = \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{2}. \tag{1}$$

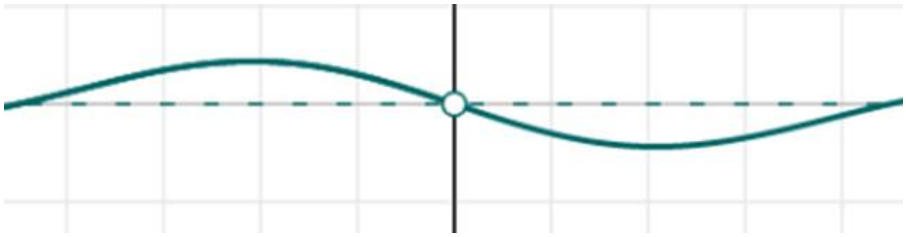
Для определения участков максимальной крутизны, главный максимум диаграммы направленности был аппроксимирован функцией $y = \frac{\sin x}{x}$ и определено значение функции в точке максимума её первой производной (2).

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{\sin x}{x}\right) = \frac{x\cos x - \sin x}{x^2}\ . \tag{2}$$

На рисунке 3 показаны точки с искомым уровнем сигнала. Как показано на рисунке 3а, наибольшей крутизны 24^0 функция $y = \frac{\sin x}{x}$ достигает на уровне -7,7 дБ от уровня максимального сигнала от цели. Так как вероятность того, что при работе радиолокатора будут зафиксированы сигналы нужного уровня очень низка, на практике фиксировалось два смежных азимута, на одном из которых сигнал немного ниже по уровню от искомого значения, а на втором – немного выше этого значения. Необходимый азимут рассчитывался с помощью линейно интерполяции между этими значениями.



а)



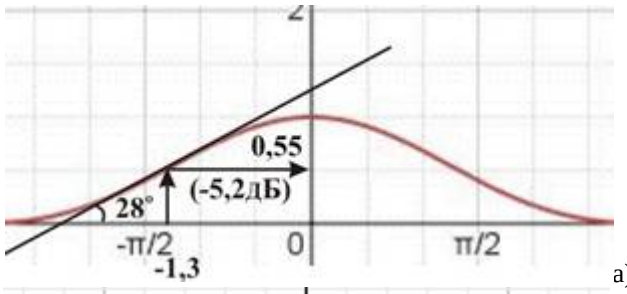
б)

Рис. 3. Функция $y = \dfrac{\sin x}{x}$ (а) и её первая производная (б)

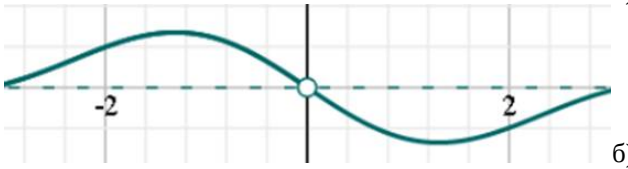
Уровень сигнала -7,7 дБ относительно максимального значения является оптимальным для использования при пеленгации постановщиков помех, когда локатор работает только на приём. При локации воздушных целей антенна РЛС П-18М используется и для передачи зондирующего сигнала и для приёма отражённого эхо-сигнала. В этом случае аппроксимировать диаграмму направленности целесообразнее функцией $y = \left(\dfrac{\sin x}{x}\right)^2$. Первая производная этой функции рассчитывается по выражению (3).

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 = \frac{2\sin x \cdot \left(x\cos x - \sin x\right)}{x^3} \tag{3}$$

На рисунки 4 показана точка максимальной крутизны для пеленгации целей первичным локатором.



а)



б)

Рис. 4. Функция $y = \left(\dfrac{\sin x}{x}\right)^2$ (а) и её первая производная (б)

Как показано на рисунке 4, для функции $y=\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ максимальная крутизна в 28^0 достигается на уровне -5,2 дБ от максимального значения. Увеличение крутизны пеленгационной характеристики повышает точность определения азимута. Стремясь дополнительно увеличить крутизну пеленгационной характеристики был проведён неудачный эксперимент определения пеленга не по принятым значениям сигнала, а по их квадратичным значениям. Функция приобретала вид $y=\left(\frac{\sin x}{x}\right)^4$, а её первая производная рассчитывалась по формуле (4).

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{\sin x}{x}\right)^4=\frac{4\sin^3 x\cdot\left(x\cos x-\sin x\right)}{x^5} \tag{4}$$

Действительно, крутизна пеленгационной характеристики несколько возросла (рисунок 4).

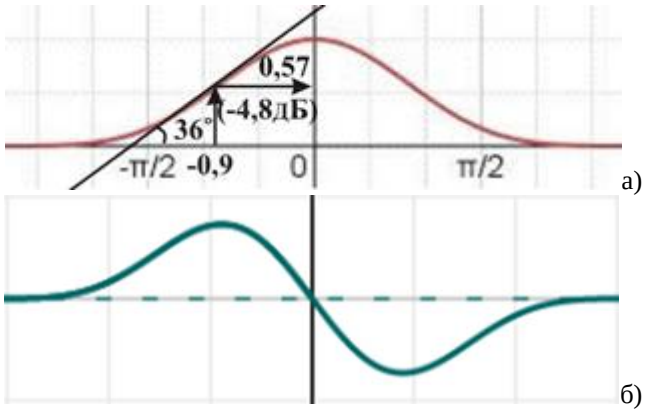


Рис. 5. Функция $y=\left(\frac{\sin x}{x}\right)^4$ (а) и её первая производная (б)

Однако, на практике точность определения азимута только ухудшилась из-за увеличения ошибки измерения уровня сигнала. Действительно, если на выходе приёмного устройства имеется сигнал $u=u_s\pm u_n$, как сумма собственно сигнала u_s и шума u_n, то соотношение сигнал/шум будет равно $q=u_s/u_n$, а относительная ошибка будет равна (5).

$$\delta u=\frac{u_n}{u_s} \tag{5}$$

При возведении принятых сигналов в квадрат $u^2=\left(u_s\pm u_n\right)^2=\left(u_s^2\pm 2u_s u_n+u_n^2\right)$, относительная ошибка возрастает (6)

$$\delta u_q=\sqrt{\left|\frac{u_n^2\pm 2u_s u_n}{u_s^2}\right|}=\sqrt{\left|\frac{u_n^2\pm 2qu_n^2}{u_s^2}\right|}=\frac{u_n}{u_s}\sqrt{\left|1\pm 2q\right|}\approx\delta u\cdot\sqrt{2q} \tag{6}$$

и эта ошибка становится больше при увеличении соотношения сигнал/шум.

Использование данного варианта равносигнального метода позволило улучшить снизить величину ошибки определения азимута до уровня не более 0,15 ширины диаграммы направленности даже при малых соотношениях сигнал/шум (рисунок 6).

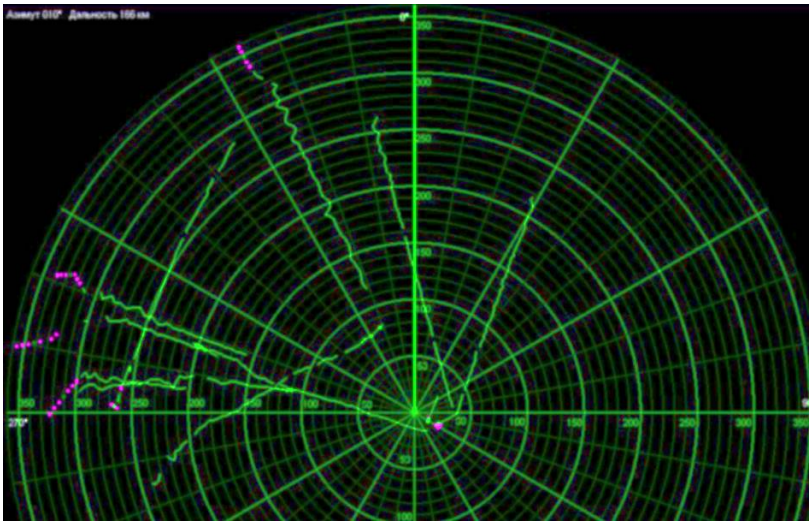


Рис. 6. Ошибки определения азимута целей (с отключённой функцией линеаризации траекторий)

Данное исследование финансировалось комитетом науки и высшего образования Республики Казахстан (грант №BR218012/0223).

Библиографический список

1. Формуляр УЦ1.231.054ФО. Подвижная радиолокационная станция обнаружения и целеуказания П-18Р // 1983, 69С.

2. Сайбель А.Г. Основы радиолокации. Учебник для высших технических учебных заведений // М.: СОВ.РАДИО, 161. – 384С.

3. РОБОТОША. Погрешность, точность и разрешение // URL: http://robotosha.ru/electronics/accuracy-precision-resolution.html (дата обращения 24.02.2024).

4. Быстров Н.Е., Жукова И.Н. Оценка точности измерения азимута целей в когерентных РЛС с квазинепрерывным сложным зондирующим сигналом // Вестник НОВГУ. 2017. №6 (104). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/otsenka-tochnosti-izmereniya-azimuta-tseley-v-kogerentnyh-rls-s-kvazinepreryvnym-slozhnym-zondiruyuschim-signalom (дата обращения: 24.02.2024).

5. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М.Казаринова. М.: АКАДЕМИЯ, 2008. 592 С.

6. Богословская М.А. Повышение достоверности и точности измерения координат целей моноимпульсным пеленгатором // диссертация, М., 2008, 144С.: ил.

7. Топилин А.А. Точность измерения азимута вторичным радиолокатором при увеличенной скорости обзора. *Вестник концерна ВКО «АЛМАЗ – АНТЕЙ»*. 2019;(3):52-57. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2019-3-52-57

УДК 621.396.663

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ В РЛС

И.В. Васильев
Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. В работе описан метод определения дистанции до цели, применённый в радиолокаторе П-18М, использующий аппроксимацию формы эхо-сигнала кривой второго порядка. Показано, что предложенный метод вдвое улучшить точность определения расстояния.
Ключевые слова: аппроксимация, дистанция, парабола, радиолокация, точность, фронт импульса

INCREASING THE ACCURACY OF RANGING IN RADAR

I.V. Vassilyev
JSC "Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The paper describes a method for determining the distance to a target, used in the P-18M radar, using a second-order approximation of the echo signal shape of a curve. It is shown that the proposed method doubles the accuracy of distance determination.
Keywords: approximation, distance, parabola, radar, accuracy, pulse front.

Одной из важных тактико-технических характеристик (ТТХ) радиолокаторов является ошибка измерения дистанции до цели. В соответствии с формуляром [1], ошибка определения дистанции у радиолокационных станций серии П-18 в 80% случаев составляла **1800**м при длительности зондирующего импульса 6±1 мкс. Конечно, такая точность определения дальности не отвечает современным требованиям. Первый вариант модернизированных РЛС П-18, поставленных в Казахстан Лианозовским электромеханическим заводом в 2002 году, гарантировал точность определения дальности **250** метров, хотя в англоязычном варианте рекламного буклета фигурировало среднеквадратическое отклонение (СКО) определения координат целей – **400** метров. Вероятно это было суммарное отклонение по азимуту и дистанции. В рекламном проспекте предприятия «Укрспецтехника» гарантировалась точность определения дистанции модернизированным изделием П-18′2000 – **150** метров. Предприятие «Аэротехника» заявляло о точности измерения координат РЛС П-180У – **180** метров. В 2007 году белорусское КБ «Радар» заявляло о потенциальной точности измерения координат **150** метров для своего варианта модернизации РЛС П-18.

В 2005 году украинское предприятие «Аэротехника» поставило в Казахстан 2 модернизированных локатора П-18 с заявленной точностью определения координат **250** метров. В 2010 году ЛЭМЗ объявило о готовности варианта модернизации П-18-2 с точностью определения дальности **70** метров! В рекламном проспекте белорусского КБ «Радар» 2011 года приведены сравнительные характеристики советского локатора П-18, китайской РЛС НК-JM и белорусской альтернативы П-18 – РЛС «Восток-Э». Точности определения дальности (СКО) для этих локаторов обозначены как **150**, **300** и **25** метров, соответственно! В 2012 году белорусское предприятие «Тетраэдр» заявляет о точности определения дальности своего варианта модернизации изделия П-18Т(TRS-2D) – **180** метров, а «Укрспецтехника» для варианта модернизации П-18МУ заявило о точности **200** метров. Тогда же предприятие «Аэротехника» указало в рекламном проспекте РЛС П-180У «Оксамыт» точность **180** метров, хотя ранее объявлялась, как было приведено в предыдущем абзаце, 150 метров. А для варианта модернизации «Малахит» СКО приводится **107** метров.

Длительность парциального импульса у всех вариантов модернизации РЛС П-18 составляет 6 мкс. Почему же точность определения дистанции так отличается друг относительно друга? В казахстанском варианте модернизации П-18М было заявлено СКО определения дальности 250 метров. Но, разработчики РЛС стремились увеличить точность опреде-

ления дальности, стремясь достичь точностей, приведённых в рекламных буклетах конкурентов.

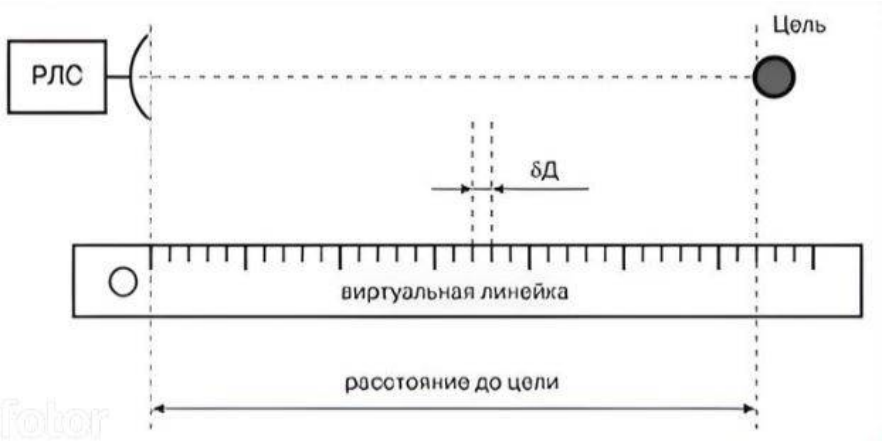


Рис. 1. Точность определения расстояния до цели

Точность определения расстояния до цели в первую очередь зависит от точности измерения времени прихода эхо-сигнала, то есть от такта работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) приёмного устройства РЛС. В радиолокаторе П-18М, разработанном в специальном конструкторско-технологическом бюро (СКТБ) «Гранит» (г. Алматы, Казахстан), при длительности парциального зондирующего импульса 6 мкс, такт оцифровки принятой информации (τ) составляет 2 мкс, что определялось предельными возможностями платы АЦП L761 [2], использованной в РЛС. Так как ошибка измерения дальности имеет равномерное распределение, то для инструментальной погрешности измерения дальности $\delta Д = \frac{c\tau}{2} = 300 м$, СКО должно рассчитываться по формуле (1) [3].

$$\sigma(Д) = \frac{\delta Д}{\sqrt{12}} = 86{,}7 м \quad (1)$$

В вариантах модернизации радиолокатора П-18, в которых использовался такт оцифровки данных равный длительности парциального импульса (6 мкс), СКО определения дистанции должно получаться, соответственно, втрое большим (260м). 87 метров, казалось бы, приемлемая точность, но она была меньше, чем заявленная точность у РЛС П-18-2 (70 метров) и РЛС «Восток-Э» (25 метров). Не имея информации о способах достижения таких точностей у РЛС конкурентов, была предпринята собственная попытка повышения точности определения дальности в РЛС П-18М.

Идея повышения точности основывалась на том, что в любых радиолокаторах зондирующий импульс, проходя через фильтр основной селекции меняет свою форму (рисунок 2).

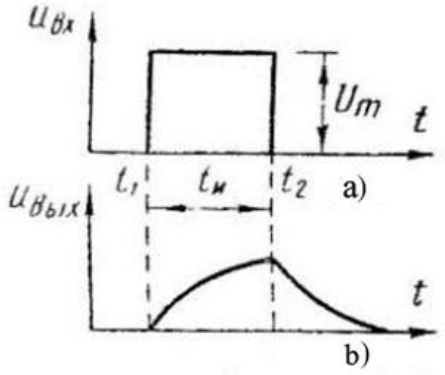


Рис. 2. Амплитуда импульса на входе фильтра основной селекции (а) и на его выходе (б)

Форма импульса на выходе фильтра зависит от постоянной времени фильтра (рисунок 3) и постоянна для конкретного конструктивного решения радиолокатора [4].

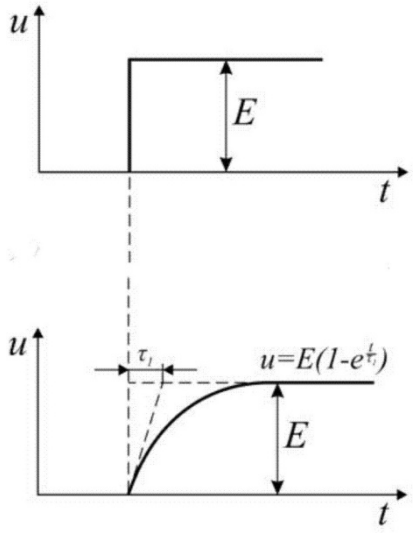


Рис. 3. Изменение фронта импульса фильтром с постоянной времени τ

При длительности импульса равной 3 тактам АЦП ($t_и$=3τ) напряжение на выходе фильтра к окончанию импульса достигает значения (2).

$$u = E\left(1 - e^{-\frac{3\tau}{\tau}}\right) \approx 0{,}95E \qquad (2)$$

В большинстве алгоритмов обнаружения целей измерение параметров цели, в частности, её азимута, производится при максимальном соотношении сигнал/шум (рисунок 4), хотя это не является реальной дистанцией цели.

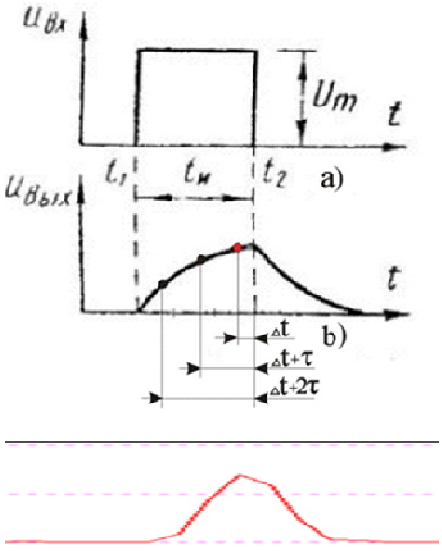


Рис. 4. Отсчёт определения азимута цели (красная точка)
и реальный отклик цели на входе обнаружителя (внизу)

На рисунке 4 показано, что при выполнении соотношения ($t_и$=3τ) на нарастающей части эхо-сигнала производится 3 измерения амплитуды сигнала. Так как истинному положению цели соответствует начало эхо-сигнала, то для нахождения этой точки можно по известным трём измерениям аппроксимировать саму функцию изменения амплитуды сигнала от времени. Аппроксимация возможна разными функциями, но в конкретном случае аппроксимация проводилась одной из кривых второго порядка, а именно, параболой $y = ax^2 + bx + c$.

Зная координаты трёх точек можно рассчитать коэффициенты для уравнения параболы по формулам (3-5) [5]:

$$a = \frac{y_3 - \frac{x_3(y_2 - y_1) + x_2 y_1 - x_1 y_2}{x_2 - x_1}}{x_3(x_3 - x_1 - x_2) + x_1 x_2} \ ; \tag{3}$$

$$b = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} - a(x_1 + x_2) \ ; \tag{4}$$

$$c = \frac{x_2 y_1 - x_1 y_2}{x_2 - x_1} + a x_1 x_2 \ . \tag{5}$$

Используя выражения (2-5) выполним расчёт коэффициентов квадратного уравнения $y = ax^2 + bx + c$ для случаев Δt равных 0мкс, 0,3мкс, 0,6мкс и 0,9мкс (рисунок 4). В результате получим 4 уравнения (6).

$$\begin{aligned} y &= -0{,}07x^2 + 0{,}45x + 0{,}25 \\ y &= -0{,}1x^2 + 0{,}55x + 0{,}17 \\ y &= -0{,}13x^2 + 0{,}66x + 0{,}09 \\ y &= -0{,}18x^2 + 0{,}79x + 0{,}02 \end{aligned} \tag{6}$$

Решением этих уравнений будут значения x, равные -0,515, -0,285, -0,125 и -0,023мкс. Диапазон этих значений укладывается в интервал менее 0,6мкс, что более чем втрое меньше такта оцифровки (2мкс), что позволило существенно повысить точность определения дистанции в радиолокаторе П-18М, хотя в формуляре на изделие и в рекламных проспектах продолжает фигурировать число 250 метров.

Данное исследование финансировалось комитетом науки и высшего образования Республики Казахстан (грант №BR218012/0223).

Библиографический список

1. Формуляр УЦ1.231.054ФО. Подвижная радиолокационная станция обнаружения и целеуказания П-18Р // 1983, 69С.

2. ООО «Л КАРД». L-761, L-780 И L-783. Платы АЦП/ЦАП/ттл общего назначения на шину PCI 2.1 // URL: https://www.lcard.ru/download/l7xx_users_guide.pdf (дата обращения 24.02.2024).

3. Матбюро. Равномерно распределённая случайная величина // URL: https://www.matburo.ru/ex_tv.php?p1=tvravn (дата обращения 24.02.2024).

4. HOMEELECTRONICS. Импульс. RC и RL цепи // URL: https://www.electronicsblog.ru/impulsnaya-texnika/impuls-rc-i-rl-cepi.html (дата обращения 24.02.2024).

5. ЭМИСИС. Интеллектуальная среда дистанционного обучения и дизайна. Коэффициенты параболы по заданным координатам 3-х точек // URL: http://fdisto.misis.ru/s/hel/matem/para_3t.htm (дата обращения 24.02.2024).

УДК 621.376; ГРНТИ 47.49.31

МОДЕЛЬ МЕАНДРОВОГО ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА ПО ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ

В.О. Сиротинин, Е.С. Штрунова
Рязанский государственный радиотехнический университет
Рязань, vitalya.sirotinin@yandex.ru, shtrunova.e.s@rsreu.ru

Аннотация. Предложена модель меандрового шумоподобного сигнала, позволяющая провести сравнительный анализ алгоритмов поиска по погрешности измерения времени задержки для различных соотношений частот поднесущей и базовой.
Ключевые слова: поднесущая, модель, время задержки

MODEL OF BINARY OFFSET CARRIER MODULATED SIGNALS TO STUDY THE EFFECTIVENESS OF DELAY-TIME SEARCH ALGORITHMS

V.O. Sirotinin, E.S. Shtrunova
Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, vitalya.sirotinin@yandex.ru, shtrunova.e.s@rsreu.ru

Abstract. A model of a meander noise-like signal is proposed, which allows for a comparative analysis of search algorithms based on the error in measuring the delay time for various ratios of subcarrier and base frequencies.
Keywords: subcarrier, model, delay time.

В спутниковых радионавигационных системах (СРНС) режим поиска сигналов заключается в формировании предварительной оценки его радионавигационных параметров (времени задержки и частоты Доплера) [1]. Данный этап первичной обработки радионавигационного сигнала связан с ограничением времени наблюдения, длительность которого определяется допустимой погрешностью соответствующих оценок и условием постоянства оцениваемых параметров [1, 2]. На величину погрешности измерения времени задержки также влияет вид и параметры применяемого сигнала.

В отечественной [3-7] и зарубежной [8-10] литературе большое внимание уделяется меандровым шумоподобным сигналам (сигналам с модуляцией на поднесущих) BOC (от англ. – binary offset carrier) и особенностям их использования в СРНС. Данное обстоятельство обусловлено тем, что применение этого сигнала позволяет добиться более высокой точности измерения времени задержки, чем в случае применения сигнала с бинарного фазовой манипуляцией [1].

Моделирование сигналов, помех, систем обработки [11-13] является важным этапом разработки любой радиотехнической систем. Целью данной статьи является разработка модели меандрового шумоподобного сигнала, с помощью которой можно проводить исследования погрешности измерения времени задержки для различных алгоритмов поиска.

Сигналы с модуляцией на поднесущих получаются в результате манипуляции по фазе гармонического несущего колебания с базовой частотой f_b, при которой кодовой последовательностью $G(t)$ является произведение дальномерного кода $G_{дк}(t)$ и поднесущего колебания $G_{цп}(t)$:

$$G(t) = G_{цп}(t)\, G_{дк}(t).$$

Для описания BOC-сигналов обычно используют краткую запись BOC(m, n), где

m – коэффициент кратности частоты поднесущей f_s базовой частоте f_b: $m = f_s/f_b$;

n – коэффициент кратности тактовой частоты дальномерного кода $f_{дк}$ базовой частоте f_b: $n = f_{дк}/f_b$ – отношение частоты выборки символов дальномерного кода $f_{дк}$ к базовой частоте f_b [1].

На рисунке 1 представлена модель меандрового шумоподобного сигнала, которая включает модель дальномерного кода, модель цифровой поднесущей, модель имитации времени задержки и вычисления автокорреляционной функции (АКФ).

Возможность изменения упомянутых выше частот позволяет реализовать модели BOC-сигналов с различными коэффициентами кратности.

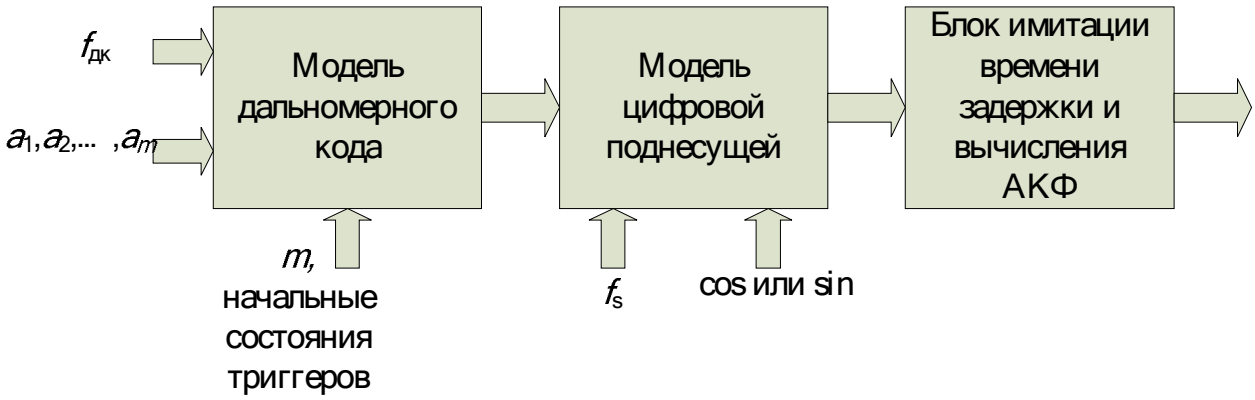


Рис. 1. Модель меандрового шумоподобного сигнала

Модель дальномерного кода, разработанная в среде Mathcad, предусматривает возможность формирования N-элементной М-последовательность m-разрядным регистром сдвига с обратными связями на основе порождающего полинома [14]:

$$P(x) = a_0x^0 + a_1x^1 + \ldots + a_mx^m,$$

где коэффициенты a_i определяют наличие/отсутствие обратной связи после i-го триггера.

В качестве примера на рисунке 2 изображен отрезок М-последовательности при $f_{дк} = f_b$,, который получен в результате имитации процесса ее формирования с помощью 9-разрядного регистра сдвига с обратной связью, работа которого описывается порождающим полиномом:

$$P(x) = 1 + x^5 + x^9.$$

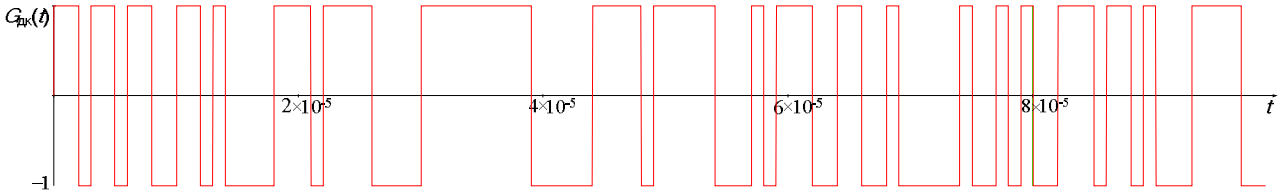


Рис. 2. Отрезок М-последовательности

Таким образом, разработанная модель дальномерного кода позволяет сформировать М-последовательность периода N с учетом соотношений частот $f_{дк}$ и f_b.

Модель цифровой поднесущей, разработанная в среде Mathcad, предусматривает возможность формирования на ее основе sinBOC- и cosBOC-сигнал. Цифровая поднесущая является меандровым колебанием, которая для формирования cosBOC определяется следующим образом [1]:

$$G_{цп}(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_s t)),$$

sign(·) – сигнум-функция.

В качестве примера на рисунке 3 изображена цифровая поднесущая для формирования cosBOC при $f_s = f_b$.

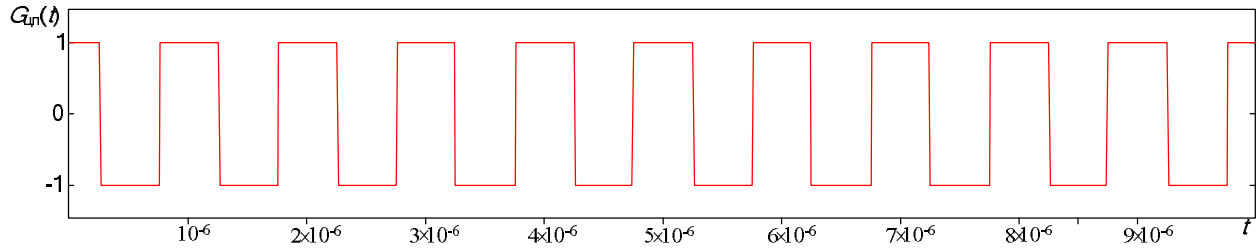


Рис. 3. Цифровая поднесущая для формирования cosBOC-сигнала

Цифровая поднесущая для формирования sinBOC определяется следующим образом [1]:

$$G_{цп}(t)=\text{sign}\,(\sin(2\pi f_s t)).$$

На рисунке 4 изображена цифровая поднесущая для формирования sinBOC-сигнала при $f_s = f_b$.

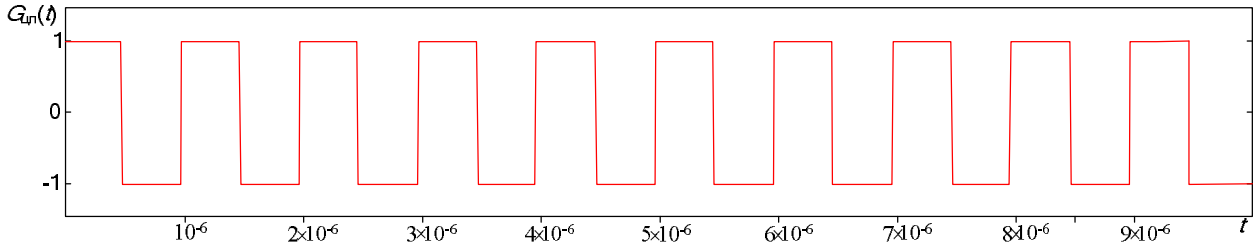


Рис. 4. Цифровая поднесущая для формирования sinBOC-сигнала

На рисунке 5 и 6 представлены модели кодовой последовательностью $G(t)$, на основе которых могут быть получены sinBOC(1,1) и cosBOC(1,1), соответственно.

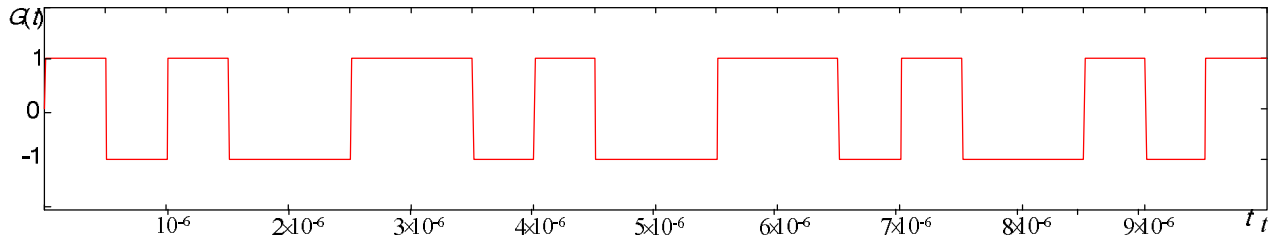


Рис. 5. Модель кодовой последовательностью $G(t)$ для получения sinBOC(1,1)-сигнала

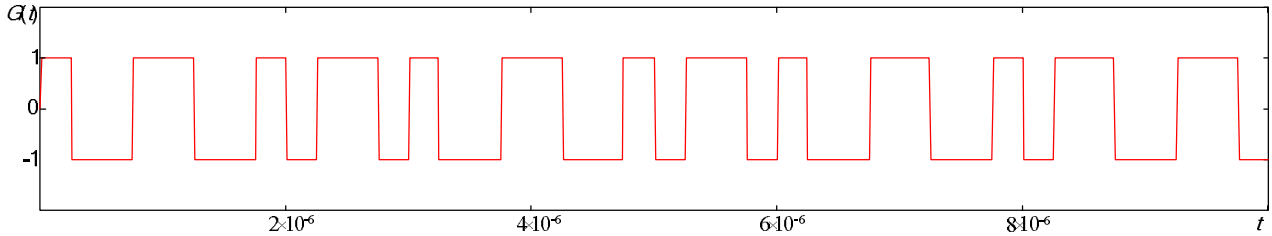


Рис. 6. Модель кодовой последовательностью $G(t)$ для получения cosBOC(1,1)-сигнала

Для исследования эффективности алгоритмов поиска по времени задержки в модели имеется возможность имитировать задержанный сигнал с дальнейшим вычислением АКФ.

На рисунке 7 изображены АКФ cosBOC(1,1)-сигнала при времени задержки равной 0 (синий график) и отличной от 0 (красный график).

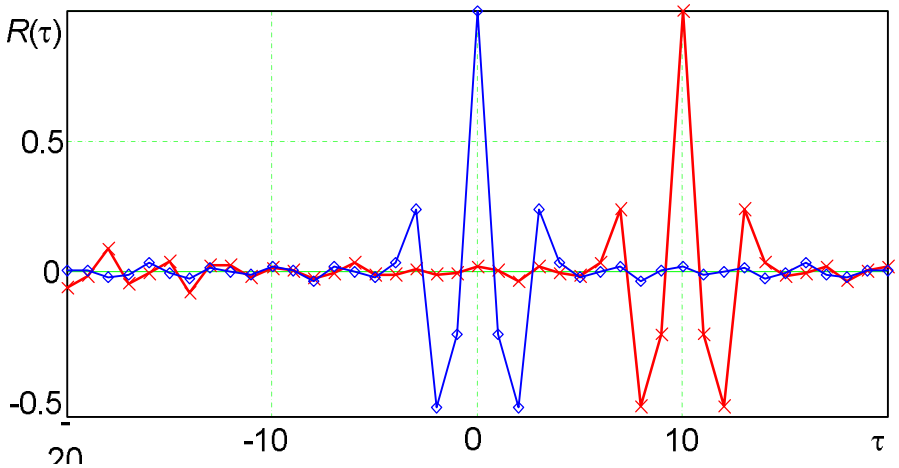


Рис. 7. АКФ cosBOC-сигнала

На рисунке 8 изображены АКФ sinBOC(1,1)-сигнала при времени задержки равной 0 (синий график) и отличной от 0 (красный график).

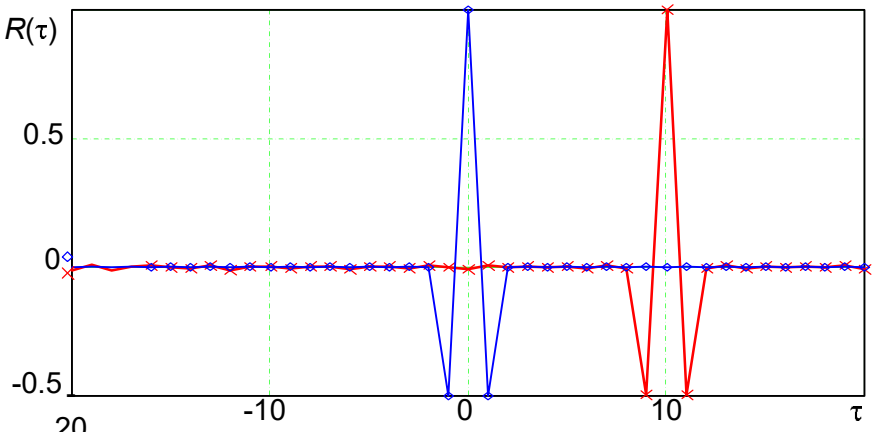


Рис. 8. АКФ sinBOC(1,1)-сигнала

Заключение

Разработанная модель меандрового шумоподобного сигнала позволяет сформировать косинусную и синусную разновидности, учитывает частотные параметры дальномерного кода и цифровой поднесущей; предполагает имитацию времени задержки сигнала. Таким образом, разработанная модель может быть применена для исследования эффективности алгоритмов поиска в СРНС, в первую очередь для оценивания погрешности измерения времени задержки.

Библиографический список

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с

2. Штро П.В. Краснов Т. В., Гарифуллин В.Ф. Обзор алгоритмов поиска перспективных сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением // Успехи современной радиоэлектроники. — 2016. — № 11. — С. 157-160.

3. Астахов Д.А., Ткачев А.Б. Расширение полосы сигналов системы ГЛОНАСС в диапазоне L1 с использованием особенностей BOC-модуляции // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2022. – Т. 9, № 3. – С. 30–35

4. Ярлыкова М. С., Ярлыкова С. М. Субоптимальные алгоритмы приема и обработки BOC-сигналов в перспективных глобальных навигационных спутниковых системах // Радиотехника и электроника. – 2021. – Т. 66, № 8. – С. 733–747.

5. Ярлыков М.С. Косинусные меандровые шумоподобные сигналы (CosBOC - сигналы) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения // Радиотехника. – 2009. – №7. – С. 20-32.

6. Кириллов С.Н., Бердников В.М., Акопов Э.В. Модернизация алгоритма обнаружения BOC-сигналов в интересах уменьшения уровня боковых лепестков // Вестник РГРТУ. – 2013. – №3. – С. 32-38.

7. Михайлова О.К., Корогодин И.В. Обработка сигналов с цифровой поднесущей двумя традиционными каналами коррелятора // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 9. С. 5−17.

8. Huihua CHEN, Jiawei REN, Weimin JIA, Minli YAO. Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation for Unambiguous Acquisition in Cosine-BOC Signals // RADIOENGINEERING. – 2013. – № 2. – P. 578-585

9. Martin N., Leblond V., Guillotel G., Heireis V. BOC(x,y) signal acquisition techniques and preformances // ION GNSS 16th international meeting. –2003. – P. 188-198.

10. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V. Analysis of non-ambiguous BOC signal acquisition performance // ION GNSS 17th international meeting. –2004. – P. 2611-2622.

11. Ермолаев И. А., Сомов И. М., Холопов И. С. Разработка математической модели для принятия решения о факте постановки уводящих помех спутниковым радионавигационным системам // Вестник РГРТУ. – 2021. – Вып. 78. – С. 3-11.

12. Золотарев В.В., Овечкин Г.В., Зунг Ч.Т.. Моделирование каскадных многопороговых алгоритмов декодирования различных типов в гауссовских каналах связи // Вестник РГРТУ. – 2021. – Вып. 78. – С. 21-26.

13. Драч В.Е., Самбуров Н.В., Чухраев И.В. Математическая модель для анализа эффективности селекции и обнаружения движущихся целей // Вестник РГРТУ. – 2023. – Вып. 86. – С. 22-31.

14. Варакин Д.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОКАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В MATLAB SIMULINK

М.В. Илюшин, Д.Д. Кирюшин

МИРЭА - Российский технологический университет,
Российская Федерация, Москва, mike.ilushin@mail.ru

Аннотация. В работе представлены результаты имитационного моделирования процесса передачи цифрового сигнала в радиоканале в условиях воздействия аддитивного белого гауссовского шума при разных типах фазовой модуляции.

Ключевые слова: радиоканал, модуляция, отношение сигнал/шум (SNR), частота битовых ошибок (BER), имитационное моделирование.

SIMULATION MODELING OF A DIGITAL SIGNAL TRANSMISSION RADIO CHANNEL IN MATLAB SIMULINK

M.V. Ilyushin, D.D. Kiryushin

MIREA - Russian University of Technology,
Russian Federation, Moscow, mike.ilushin@mail.ru

The summary. The paper presents the results of simulation modeling of the process of transmitting a digital signal in a radio channel under the influence of additive white Gaussian noise with different types of phase modulation.

Keywords: radio channel, modulation, signal-to-noise ratio (SNR), bit error rate (BER), simulation modeling.

В условиях постоянного расширения перечня и улучшения качества современных инфокоммуникационных услуг повышение эффективности процессов передачи и приема цифрового сигнала с помощью радиоволн, свободно распространяющихся в окружающей среде (радиоканала), является актуальной задачей, решение которой невозможно без осуществления целого ряда их преобразований, включая модуляцию – изменение одного или нескольких параметров высокочастотного несущего колебания по закону низкочастотного оцифрованного информационного сигнала.

Основными критериями разных видов модуляции (при цифровых сообщениях – манипуляции) являются полоса пропускания передаваемого сигнала и помехоустойчивость.

Известно, что при одинаковых прочих условиях качество радиопередачи повышается с расширением спектра сигнала, при этом увеличение абонентской емкости и проблемы электромагнитной совместимости требуют бережного расходования выделенного частотного ресурса. Помимо разумного использования последнего требуется обеспечить устойчивую работу радиоканала в условиях воздействия различных помех и шумов, которую можно оценить зависимостью частоты битовых ошибок BER от отношения сигнал/шум SNR. По этой причине исследователи постоянно ведут поиск оптимальных в смысле определенного критерия способов радиосвязи. Существующие методы манипуляции обеспечивают разную помехоустойчивость, что в свою очередь определило сферы их применимости. Метод амплитудной манипуляции имеет существенные недостатки, поэтому в современных радиосистемах активное распространение получили частотная и фазовая манипуляции, а также их разновидности.

Исследование процесса передачи цифровой информации по радиоканалу возможно проводить с помощью среды моделирования Matlab Simulink, в которой имеется возможность получить графики зависимостей BER от SNR для различных видов модуляции [1, 2].

Имитационное моделирование включает следующие этапы: настройку параметров моделирования, создание модели (моделей), конфигурацию блоков модели, проведение эксперимента, получение и анализ результатов.

Для определения помехоустойчивости различных видов фазовой манипуляции (ФМ) была создана модель (рис. 1), включающая подсистемы передатчика, приемника, канала связи, а также средств отображения и визуализации результатов моделирования.

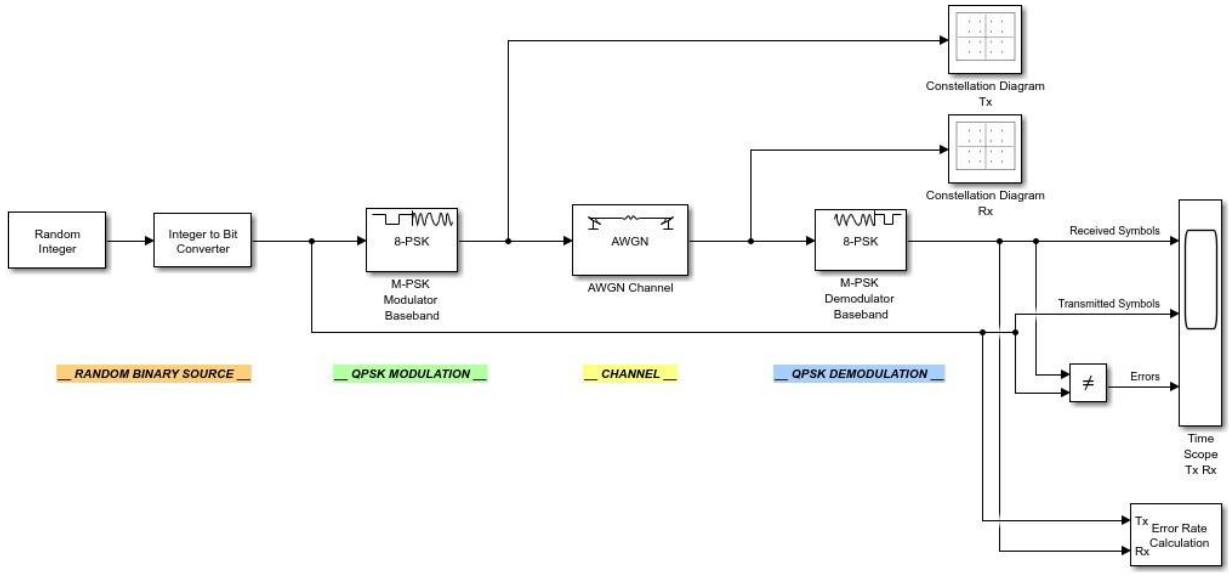
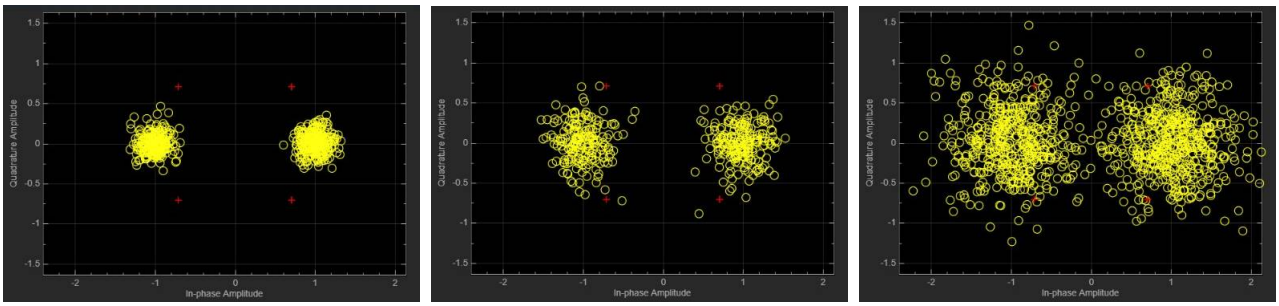


Рис. 1. Скриншот созданной в Matlab Simulink имитационной модели

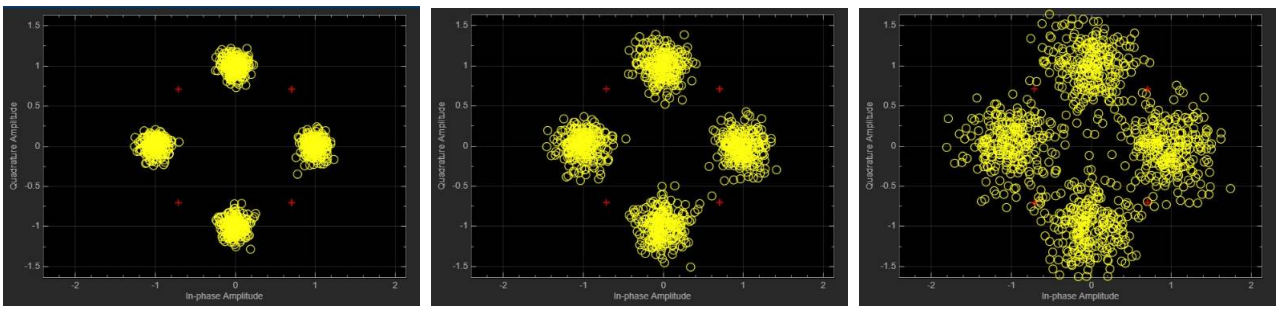
В модели (рис. 1) канал связи представлен только блоком AWGN Channel (канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). При необходимости имеется возможность моделирования например фазового и частотного сдвигов, а также дробной задержки сигнала.

На рисунках 2–4 показаны графики сигналов в условиях АБГШ при BPSK (Binary Phase Shift Keying – двоичная ФМ), QPSK (Quantitude PSK – четырехпозиционная ФМ) и 8PSK (восьмипозиционная ФМ) соответственно.



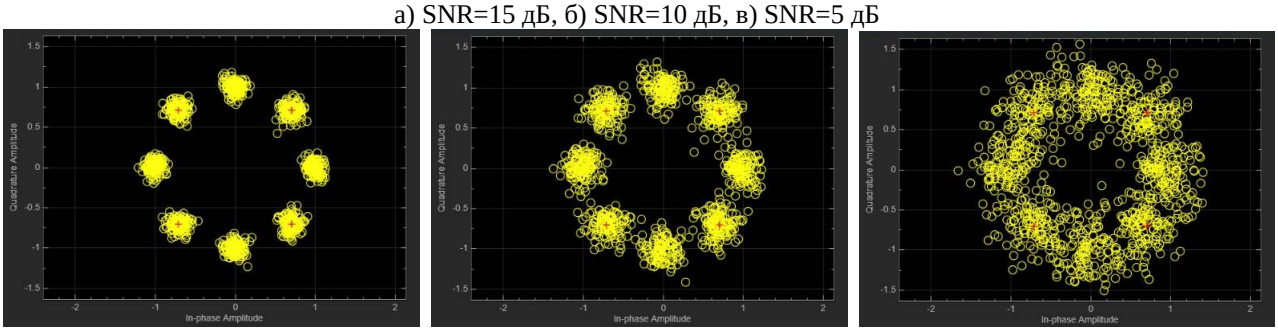
а) б) в)

Рис. 2. Скриншоты сигнальных созвездий BPSK при изменении SNR:
а) SNR=15 дБ, б) SNR=10 дБ, в) SNR=5 дБ



а) б) в)

Рис. 3. Скриншоты сигнальных созвездий QPSK при изменении SNR:
а) SNR=15 дБ, б) SNR=10 дБ, в) SNR=5 дБ



а) б) в)

Рис. 4. Скриншоты сигнальных созвездий 8PSK при изменении SNR:
а) SNR=15 дБ, б) SNR=10 дБ, в) SNR=5 дБ

Из рисунков 2–4 видно, что снижение в канале связи SNR приводит к "размытию" точек сигнального созвездия, что говорит об увеличении значения BER.

Зависимости оценок BER от SNR для различных типов фазовой манипуляции представлены на рисунке 5.

Результаты исследований (рис. 5) показали, что для выбранных наборов данных и условий проведения эксперимента при увеличении значений SNR в канале связи вероятности битовой ошибки уменьшаются для всех исследуемых алгоритмов ФМ. Из графиков видно, что чем больше фазовых состояний используется при передачи сигнала, тем более чувствительной становится система передачи к воздействию шумов. Лучшую помехоустойчивость показала двоичная фазовая модуляция. Все это подтверждает известные положения теории распространения радиоволн, что говорит о целесообразности применения имитационного моделирования в учебном процессе, проектировании и научных исследованиях [3].

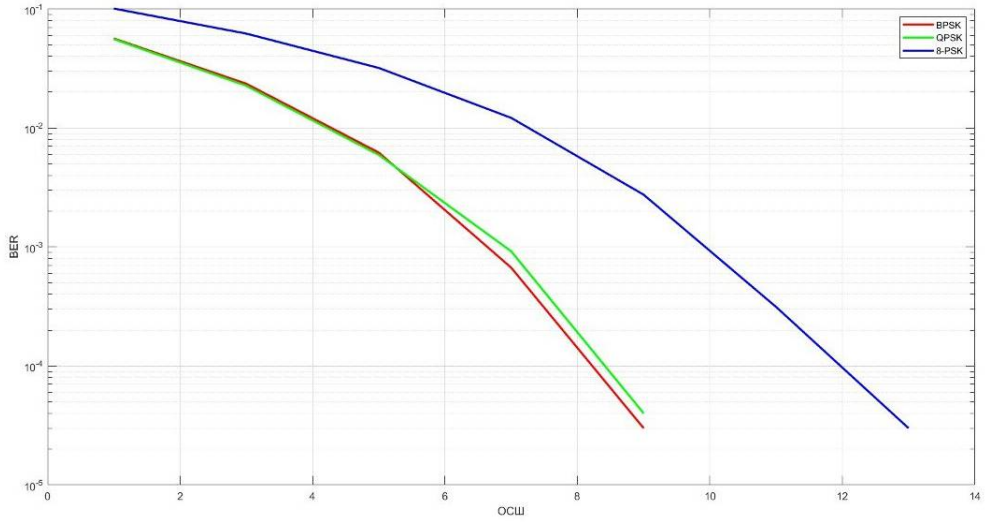


Рис. 5. Графики зависимостей BER от SNR для BPSK (красный), QPSK (зеленый) и 8PSK (синий)

Библиографический список

1. Маглицкий Б.Н. Моделирование элементов и систем цифровой радиосвязи в СКМ MATLAB/Simulink : Учебное пособие / Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики. – Новосибирск, 2015. – 276 с.

2. Солонина, А. И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB / А. И. Солонина, С. М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.

3. Антенны и распространение радиоволн: учебник / В.Т. Ерёменко [и др.]. – Орёл: ОГУ имени И.С. Тургенева, 2017. – 329 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

АППРОКСИМАЦИЯ ЗАКОНА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТСЧЁТОВ НА ВХОДЕ ПОРОГОВОГО УСТРОЙСТВА

В.А. Белокуров, Ч.К. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, belokurov.v.a@rsreu.ru, trongquang3883686@gmail.com

Аннотация. Приводится аппроксимация плотности распределения вероятности случайных величин на входе порогового устройства обнаружителей ПУЛТ ортогональными полиномами Лежандра. Проведен анализ сходимости аппроксимированной плотности распределения вероятности на основе статистического анализа критерия согласия «Хи-квадрат».

Ключевые слова: Ортогональные полиномы Лежандра, метод наименьших квадратов, аппроксимация плотности распределения вероятности.

APPROXIMATION OF THE LAW DETERMINING OF SAMPLES AT THE INPUT OF THE THRESHOLD DEVICE

V.A. Belokurov, T.Q. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, belokurov.v.a@rsreu.ru, trongquang3883686@gmail.com

Abstract. Approximation of probability density function of random variables at the input of the threshold device by Legendre orthogonal polynomials is given. The convergence of approximation of probability density function was analyzed based on Chi-squared test.

Keywords: Legendre orthogonal polynomials, least squares, approximation of probability density function.

Введение

В настоящее время алгоритмы постоянной уровня ложной тревоги (ПУЛТ) обеспечивают эффективную работу на фоне стационарного шума. Однако их эффективность падает при изменении параметров шума, в частности, при изменении дисперсии шума в анализируемом «окне». Подходом для решения данной проблемы является оценка тренда выборки, оптимальные значения параметров которой могут определиться с использованием метода наименьших квадратов (МНК). После этого важной следующей задачей является определение закона распределения случайных величин на входе порогового устройства.

Для решения данной задачи одним из подходов является нахождение некоторой аппроксимирующей функции, которая описывает экспериментальный закон распределения с требуемой точностью. Этот подход основан на применении ортогональных полиномов, примеры которых включают полиномы Лежандра, Чебышева, Эрмита и Лагерра [1]. Для аппроксимации законов распределения часто используются разложения в ряды по этим ортогональным полиномам. В рамках данной работы аппроксимация плотности распределения производится с помощью ортогональных полиномов Лежандра.

Целью работы является аппроксимация плотности распределения вероятности экспериментальных данных на входе порогового устройства с применением ортогональных полиномов Лежандра.

Теоретическая оценка параметров метода наименьших квадратов

Критерием оценки метода наименьших квадратов является минимизация суммы квадратов отклонений между экспериментальными данными y_i и аппроксимирующей функцией $p(x,\hat{a},\hat{b},...)$ [2]. Выбираются значения параметров $\hat{a}$, $\hat{b}$ ...так, чтобы сумма квадратов отклонений принимала минимальное значение:

$$S(\hat{a},\hat{b},...)=\sum_{i=1}^{n}\left[\,p(x_i,\hat{a},\hat{b},...)-y_i\,\right]^2\to\min \tag{1}$$

где, n – объём исследуемой выборки.

Сумма $S(\hat{a},\hat{b})$ является функцией несколько переменных.

Параметры $\hat{a}$, $\hat{b}$ определяются как решение системы уравнений частных производных[3]:

$$\frac{\partial S}{\partial \hat{a}}=0,\ \frac{\partial S}{\partial \hat{b}}=0\ldots \tag{2}$$

Для случая, когда функция $p(x,\hat{a},\hat{b},...)$ является линейной:

$$y=p(x,\hat{a},\hat{b})=\hat{a}x+\hat{b} \tag{3}$$

Параметры $\hat{a}$, $\hat{b}$ определяются по следующими формулам [3]:

$$\hat{a}=\frac{n\cdot\sum_{i=1}^{n}x_i\cdot y_i-\sum_{i=1}^{n}x_i\cdot\sum_{i=1}^{n}y_i}{n\cdot\sum_{i=1}^{n}x_i^{\,2}-\left(\sum_{i=1}^{n}x_i\right)^2} \tag{4}$$

$$\hat{b}=\frac{1}{n}\cdot\sum_{i=1}^{n}y_i-\hat{a}\cdot\frac{1}{n}\cdot\sum_{i=1}^{n}x_i \tag{5}$$

Разложение по полиномам Лежандра

Аппроксимация плотности распределения вероятности случайной величины *x*, заданной на интервале [*a*, *b*] ортогональными полиномами Лежандра, выражена следующим выражением [4, 5]:

$$p_x(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \lambda_k P_k(x) \tag{6}$$

где, $P_k(x)$ — полинома Лежандра степени *k*:

$$P_k(x) = \sum_{i=0}^{Floor[k/2]} \frac{(-1)^i \left(\frac{2x-(a+b)}{b-a} \right)^{-2i+k} (-2i+2k)!}{2^k i!(-2i+k)!(-i+k)!} \tag{7}$$

$Floor[k/2]$ обозначает наибольшее целое число, которое меньшее или равное k/2.

$$\lambda_k = \frac{1+2k}{2} \sum_{i=0}^{Floor[k/2]} \frac{(-1)^i (-2i+2k)! \left[\frac{1}{(b-a)^{-2i+k}} \sum_{t=0}^{-2i+k} \binom{-2i+k}{t} 2^t \mu_x[t] (-1)^{-2i+k-t} (a+b)^{-2i} \right.}{2^k i!(-2i+k)!(-i+k)!} \tag{8}$$

где, $\mu_x(t)$ — *t*-й момент случайной величины *x*.

Рассмотрим возможность аппроксимации плотности вероятности экспериментальных данных на входе порогового устройства ортогональными полиномами Лежандра. Предположим, что дисперсия шума меняется по следующему закону:

$$f(t) = b \cdot t + c \tag{9}$$

где, *b*, *c* – параметры, описывающие изменение дисперсии шума.

Экспериментальные данные y_i на входе порогового устройства описываются по следующему выражению:

$$y_i = z_i - (\hat{b} \cdot i + \hat{c}) \tag{10}$$

где, z_i – отчёты с экспоненциальным законом распределения вероятностей; $\hat{b}$ и $\hat{c}$ - параметры оценки МНК тренда шума.

На рисунке 1 приведен пример экспериментальных данных y_i на входе порогового устройства.

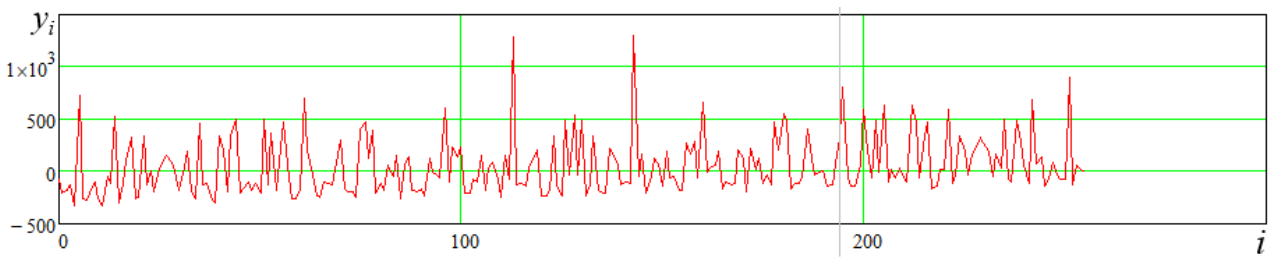


Рис. 1. Экспериментальные данные на входе порогового устройства

В качестве примера для данных, приведенных на рисунке 1, построены точная плотность распределения вероятности и аппроксимированная плотность распределения вероят-

ности по ортогональными полиномам Лежандра, график которых представлены на рисунках 2 и 3. Значение порядка аппроксимирующего полинома n=20. Выбирается объём выборки для оценки МНК тренды M=64 и M=80.

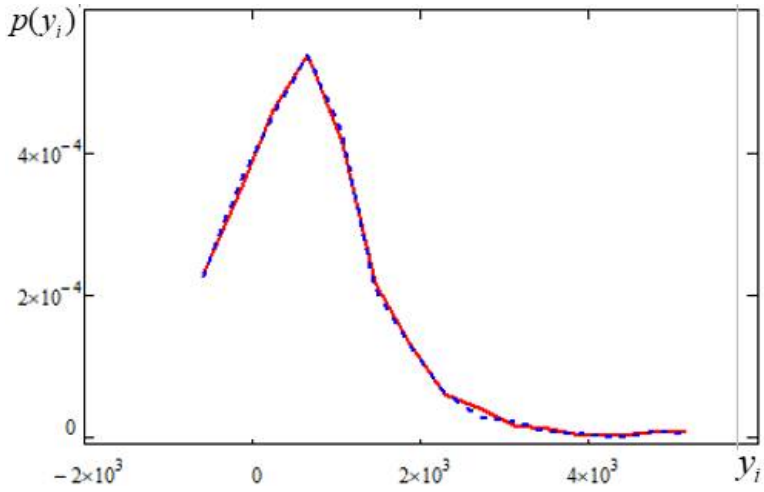


Рис 2. Результаты аппроксимации плотности распределения вероятности по ортогональными полиномам Лежандра при M=80

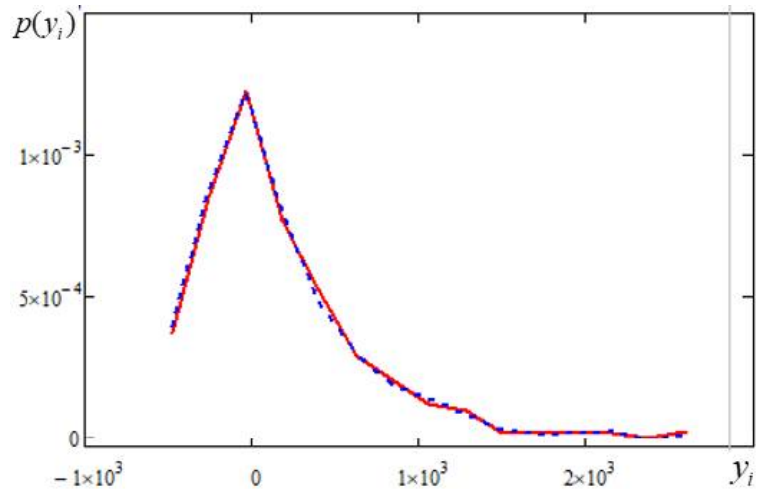


Рис 3. Результаты аппроксимации плотности распределения вероятности по ортогональными полиномам Лежандра при M=64

На рисунках 2 и 3 сплошная линия соответствует точному виду плотности распределения вероятности; пунктирная линия – аппроксимированная плотность распределения вероятности ортогональным полиномам Лежандра. Значение статистики критерия “Хи-квадрат” для экспериментальных данных y_i при выборке M=80 и M=64 составляет 37 и 48, соответственно.

Результаты анализа показывает, что использование ортогональных полиномов Лежандра позволяет получить аппроксимированную плотность распределения вероятности с требуемой точностью при обработке экспериментальных данных на входе порогового устройства.

Таким образом, в данной работе приведены и реализованы полиномы Лежандра для аппроксимации закона распределения отсчётов на входе порогового устройства. Также был проведен анализ сходимости аппроксимированной плотности распределения вероятности на основе статистического анализа критерия согласия «Хи-квадрат».

Библиографический список

1. Суетин П.К. Классические ортогональные многочлены. – М.: Наука, 1976. – 328 с.
2. Свешникова А. А. Сборник задач по теории вероятностей, математической статистике и теории случайных фнукций. – СПБ.: Издательство «Лань», 2013. – 448 с.
3. Коломиец Л. В., Поникарова Н.Ю. Метод наименьших квадратов. – Самара: Изд-во Самарского университета, 2017. – 32 с.
4. Alexits, G. Convergence Problems of Orthogonal Series. – Oxford: Pergamon, 1961. – 350 с.
5. Luc Devroye. On random variate generation when only moments or Fourier coefficients are known // Mathematics and Computer in Simulation. 1989. v31, Issues 1-2, PP. 71-89.

УДК 004.056.55; ГРНТИ 49.37.33

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНОГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДЕКА В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

И.А. Ямашкин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, yamashkin1998@mail.ru

Аннотация. В статье рассмотрены варианты повышения устойчивости к внешнему воздействию помех систем передачи телеметрической информации за счет добавления в ее структуру адаптивного помехоустойчивого кодера. Универсальный помехоустойчивый кодер является эффективным инструментом для передачи и защиты данных, так как он позволяет кодировать информацию с использованием минимального количества бит и при этом обеспечивает высокую надежность передачи.

Ключевые слова: телеметрическая система передачи, помехоустойчивое кодирование, повышение защищенности, блоковые помехоустойчивые коды, сверточные помехоустойчивые кода, составные помехоустойчивые коды.

USING AN ADAPTIVE NOISE-RESISTANT CODEC IN THE TELEMETRY INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM

I.A. Yamashkin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, yamashkin1998@mail.ru

Annotation. The article considers options for increasing the resistance to external interference of telemetry transmission systems by adding an adaptive noise-resistant encoder to its structure. A universal noise-resistant encoder is an effective tool for data transmission and protection, as it allows information to be encoded using a minimum number of bits and at the same time ensures high transmission reliability.

Keywords: telemetry transmission system, noise-resistant coding, increased security, block noise-resistant codes, convolutional noise-resistant codes, composite noise-resistant codes.

В телеметрических системах в процессе передачи зачастую возникают ситуации, связанные с потерей информации во время ее прохождения по радиоканалу [1]. Основной целью использования помехоустойчивого кодирования является защита данных от возможных ошибок, которые могут возникнуть в процессе передачи. Вероятность ошибки изменяется в большом диапазоне и достигает 10-2 в определенные моменты времени, хотя приемлемым считается качество на уровне 10-6–10-9. Причиной подобных сбоев могут выступать различные факторы (естественные, техносферные). Помехи могут включать шумы, искажения сигнала, потери пакетов и другие нежелательные воздействия, которые могут привести к искажению или потере данных. Исходя из этого, для приема достоверной информации с борта испытываемого изделия, следует использовать исправляющие ошибки коды.

Самыми распространенными являются следующие помехоустойчивые коды:

1. Сверточные;

2. Циклические;
3. Турбо-коды;
4. Составные;
5. Сигнально-кодовые конструкции.

Сверточные коды характеризуются тем, что формирование кодового слова определенной длины достигается путем непрерывного внесения избыточности, но длина слова и ее изменение не влияет на корректирующую способность кода. В схеме реализации сверточного кода необходимо использовать перемножители поскольку подобные схемы обладают низкой устойчивостью к пакетным ошибкам.

Сверточные коды, декодируемые с помощью декодера Витерби, представляют собой оптимальное и относительно простое в реализации решение для коротких сверточных кодов. Декодер Витерби позволяет выделять исправленные биты из зашумленных данных [2]. Однако, принципиальным недостатком является высокая вычислительная сложность декодирования, требующая обработки большого количества метрик состояний и поиска наиболее вероятной последовательности кодовых символов.

В отличие от этого, сверточные коды, обрабатываемые последовательным декодером, применяются к кодам с большой длиной. Данный декодер принимает решение, опираясь на анализ предыдущих символов и постепенно уточняя его, что минимизирует количество ошибок при передаче данных. Однако такой метод может вызвать задержки в передаче из-за необходимости дополнительных вычислений для анализа и принятия решений, а также может оказаться более сложным в реализации по сравнению с одношаговыми декодерами.

Циклические коды характеризуются тем, что избыточность вносится путем добавления проверочных бит к передаваемой информации. Поскольку циклические коды относятся к блоковым кодам, то изменение длины слова при фиксированной кодовой скорости повышает корректирующую способность кода [3].

Код Рида-Соломона, представляющий собой вид кода Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), применяется для исправления ошибок в цифровых коммуникационных системах. Отличается использованием блоков (например, байтов) в качестве кодовых векторов, а не отдельных битов. Суть данного метода заключается в введении дополнительной избыточности в первоначальные данные, что позволяет не только обнаруживать, но и корректировать ошибки. Основой для генерации кодовых слов с максимальной избыточностью служит математическая теория, основанная на поле Галуа [4]. Кроме исправления ошибок, данный код способен восстанавливать утраченные или нераспознанные символы, обеспечивая тем самым высокую надежность защиты данных по сравнению с другими методами кодирования, включая другие циклические коды и код Хэмминга.

Турбокоды можно организовать двумя метода. Первый – за счет запараллеливания двух и более сверточных кодеров. Такие турбокоды получили название сверточные. И второй – организованы последовательно соединенными блочными кодерами, и называемые блочными турбокодами. Блочные турбокоды более эффективны при высоких кодовых скоростях и не приводят к размножению ошибок, однако сверточные более помехоустойчивы.

Составные (каскадные) коды широко применялись до распространенеия турбо-кодов. Наиболее распространен в системах передачи информации с высоким уровнем помех был составной код, представляющий из себя код Рида-Соломона (РС) и сверточного кода. Были разработаны алгоритмы, способные сформировать помехоустойчивый код с требуемыми характеристиками на основе объединения различных кодов [5]. Однако последовательное декодирование не позволит использовать исправляющую возможность кода.

Составной код представляет собой последовательность кодовых элементов, где выход одного элемента служит входом для следующего, что позволяет создать многоуровневую систему коррекции ошибок [6]. Каскадный код может содержать элементы с различными

длинами, большим числом уровней, различными генераторными полиномами и модификациями.

Сигнально-кодовые конструкции характеризуются внесением избыточности с помощью увеличения размера канального алфавита, а не введения проверочных бит. За счет этого можно сэкономить полосу частот [7].

Низкоплотностные линейные блочные коды, используемые в цифровой связи для коррекции ошибок, характеризуются разреженной структурой проверочной матрицы, что обеспечивает их "низкую плотность". Благодаря этому, декодирование данных осуществляется с применением более эффективных алгоритмов по сравнению с методами, предполагающими использование плотных матриц. В качестве графического представления используется граф Тоннера, где столбцы проверочной матрицы представлены через битовые и проверочные узлы, что способствует приближению к максимальной пропускной способности канала с относительно низкой сложностью реализации.

К разрабатываемой системе передачи телеметрической информации предъявляются требования по информативности. Предполагается использование структуры кадра, в которой информативность составляет 262144 слова/секунду. Поскольку слова состоят из 12 бит, скорость передачи составит 3,15 Мбит/с. Рассмотрим характеристики помехоустойчивых кодов, применяемых в системах подвижной связи и ракетно-космичекой отрасли, соответствующие требованиям.

Таблица 1 – Помехоустойчивые коды, возможные для применения в телеметрической системе

Тип помехоустойчивого кода	Кодовая скорость	Длина кодового слова	Скорость передачи
БЧХ код (128, 112)	7/8	128	105 Мбит/с
Сверточный код	2/3	5	8 Мбит/с, 34 Мбит/с
Составной код РС (219, 201) + сверточный с перфорацией		7	64 кбит/с, 1,5-8 Мбит/с
Укорочений код РС(204, 192)	16/17	7	48 Мбит/с

Для повышения гибкости разрабатываемой телеметрической системы предполагается использование универсального помехозащищенного кодирующего устройства (Рисунок 1). Его применение позволит обеспечит изменяемый алгоритм кодирования в зависимости от требуемых параметров, а также поможет реализовать адаптацию системы к шумам и помехам в тракте передачи.

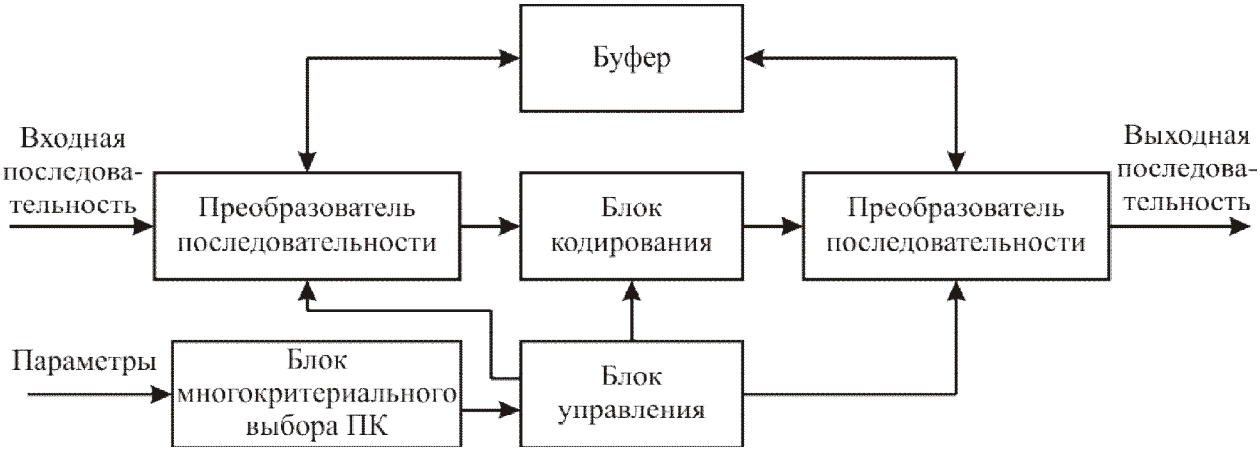


Рис. 1. Упрощенная схема универсального кодера

Входной преобразователь последовательностей задействован в подготовке входных данных к процессу кодирования, то есть в их разделении на отдельные фрагменты. Выходной трансформатор отвечает за преобразование потока данных, сформированного на этапе кодирования. Центральным блоком является блок кодирования, который рассчитывает проверочные символы. Его задача заключается в выполнении операции вычисления контрольных символов. Глобальная конфигурация и контроль над работой схемы возложены на блок управления. При интеграции универсального кодирующего устройства в структуру адаптивной системы передачи сигналов с использованием пространственно-временной обработки информации, становится необходимым наличие блока многокритериального выбора кодов, который выполняет функции определения типа и параметров кодирования в соответствии с установленными критериями. Буфер играет роль в процессе повторного кодирования данных при создании составных кодов [8].

В разрабатываемой схеме адаптивной телеметрической системы передачи информации универсальный помехоустойчивый кодер будет располагаться после первичного кодера. Обработанная информация будет поступать на устройство шифрования (рисунок 2).

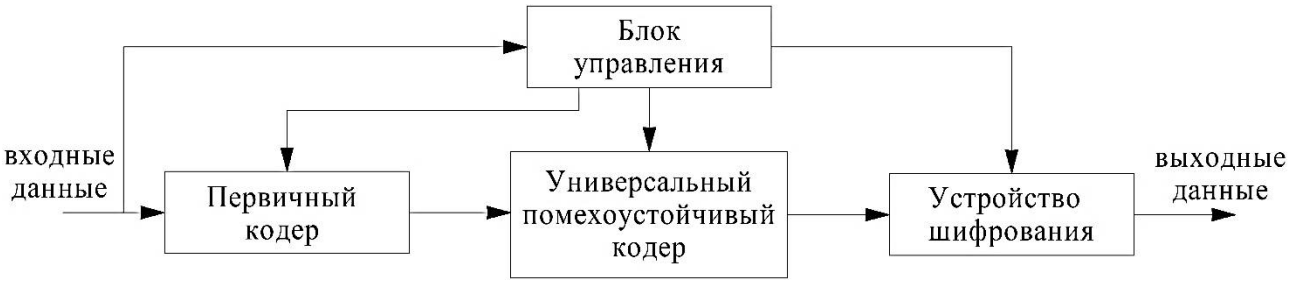


Рис. 2. Схема адаптивной телеметрической системы

Применение помехоустойчивого кодирования в телеметрических системах имеет ряд преимуществ. Во-первых, она повышает надежность передачи данных, что особенно важно в случаях, когда ошибки могут привести к серьезным последствиям. Во-вторых, она обеспечивает возможность коррекции ошибок на уровне приемника, что позволяет устранять искажения данных без необходимости повторной передачи.

Однако помехоустойчивое кодирование также имеет некоторые ограничения. Оно требует дополнительной вычислительной мощности для кодирования и декодирования данных, что может быть проблематично в системах с ограниченными ресурсами. Кроме того, в некоторых случаях кодирование может увеличить задержку в передаче данных [9].

В данной статье было исследовано использование помехоустойчивого кодирования. Использование универсального помехоустойчивого кодера в телеметрической системе является эффективным способом защиты данных от ошибок и искажений, поскольку с правильным выбором и настройкой кодирования и декодирования можно достичь высокой надежности передачи данных в условиях различных помех.

Библиографический список

1. Carden F., Jedlicka R., Henry R, Telemetry Sysems Engineering. Лондон : Artech House, 2002, 622 с
2. Andreas F. Molisch. WIRELESS COMMUNICATIONS. Second Edition. John Wiley & Sons Ltd. 2011. 884 p.
3. Шеннон К.Э. Связь при наличии шума // ТИИЭР, 1984. Т.72, №9. С.94 - 105.
4. Головин П. Б. Помехоустойчивое кодирование / П. Ю. Головин // Мировая наука. - 2017. - № 9(9) 2017. - С. 176-181.
5. Морелос-сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: Пер. с англ. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
6. William Webb. Wireless Communications: The Future. John Wiley & Sons Ltd, 2007. 274 p.

7. Todd K. Moon. Error Correction Coding, Mathematical Methods and Algorithms. Utah State University : A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION. 2005. 804 p.

8. Семин Д.С. Универсальное устройство помехоустойчивого кодирования, адаптивное к изменению условий функционирования радиосистемы передачи информации : Дис. … канд. техн. наук: 05.12.04 / Семин Д.С. – Рязань, 2013. – 196 с.

9. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.

УДК 681.2.082; ГРТНТИ 90.03.21

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА ОПТИМИЗАЦИИ В ЗАДАЧЕ КАЛИБРОВКИ ТРЕХОСНОГО MEMS АКСЕЛЕРОМЕТРА

М.С. Люшнина, Е.С. Штрунова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, maria.lyushnina@yandex.ru, shtrunova.e.s@rsreu.ru

Аннотация. Рассмотрены основные методы калибровки трехосных MEMS акселерометров, а также применение эффективных численных методов оптимизации для решения переопределённой системы нелинейных уравнений. Показано, что при использовании алгоритма Левенберга – Марквардта в задаче калибровки ТМА погрешность измерения угла отклонения от вертикали уменьшается в 3 раза.

Ключевые слова: калибровка MEMS-акселерометра, метод Левенберга – Марквардта, эллипсоид чувствительности, нелинейная оптимизация.

THE NUMERICAL METHOD OF OPTIMISATION IN THE PROBLEM OF CALIBRATION OF A TRIAXIAL MEMS ACCELEROMETER

M.S. Lushnina, E.S. Shtrunova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin Ryazan, maria.lyushnina@yandex.ru, shtrunova.e.s@rsreu.ru

The summary. The basic methods of calibration of triaxial MEMS accelerometers are considered, as well as the application of effective numerical methods of optimisation for solving the overdetermined system of nonlinear equations. It is shown that when using the Levenberg-Marquardt algorithm in the TMA calibration problem, the error of measuring the angle of deviation from the vertical decreases by a factor of 3.

Keywords: MEMS accelerometer calibration, Levenbergh – Marquardt method, response ellipsoid, nonlinear optimization.

В настоящее время трёхосные микроэлектромеханические (MEMS) акселерометры (ТМА) широко используются в различных областях промышленности и в научных исследованиях [1-3]. Для MEMS акселерометров, как и для других типов микроэлектромеханических датчиков, характерно наличие погрешности измерений (прежде всего – постоянного смещения). В связи с этим актуальна задача калибровки ТМА – оценка калибровочных параметров с применением эффективных численных методов оптимизации.

Математическая модель выходных сигналов трехосного MEMS акселерометра

Применение формализованных математических моделей, а также цифровых копий разрабатываемых устройств – так называемых цифровых двойников [4, 5] – является распространенной практикой для проектирования, управления и анализа. Поэтому важно определить основные параметры, позволяющие сымитировать цифровую копию объекта исследования.

Основными источниками погрешностей ТМА являются постоянные смещения, т.е. ненулевые амплитуды выходных сигналов по каждой из осей чувствительности при нулевой

проекции ускорения на данную ось, «просачивание» сигнала из соседнего канала, вызванное взаимной неортогональностью осей чувствительности, отличный от единицы коэффициент масштабирования выходного сигнала по каждой осей и собственные шумы [6].

Математическая модель выходных сигналов ТМА в состоянии покоя может быть представлена [7, 8] в следующем виде:

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{K}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{g}_i + \mathbf{b}_i + \mathbf{n}_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{a}_i = [a_{xi}, a_{yi}, a_{zi}]^T$ и $\mathbf{g}_i = [g_{xi}, g_{yi}, g_{zi}]^T$ – соответственно измеренные и действующие проекции вектора ускорения свободного падения g на оси чувствительности ТМА в каждый момент времени $i = 0, 1, \ldots, N–1$, где N – количество отсчетов ускорения;

$\mathbf{K}$ – диагональная матрица масштабных коэффициентов размера 3×3;

$\mathbf{T}$ – матрица коррекции, описывающая неортогональность осей чувствительности;

$\mathbf{b}_i = [b_{xi}, b_{yi}, b_{zi}]^T$ – вектор постоянных смещений;

$\mathbf{n}_i = [n_{xi}, n_{yi}, n_{zi}]^T$ – вектор отсчетов собственного фликкер-шума ТМА.

Введем дополнительные ограничения на разработку модели:

1) выходные сигналы ТМА обеспечивают измерение нормированного к g ускорения, т.е. $\|\mathbf{g}_i\| = 1$, где $\|\cdot\|$ – обозначение оператора вычисления два-нормы вектора;

2) оси чувствительности ТМА ортогональны, т.е. $\mathbf{T} = \mathbf{E}$, где $\mathbf{E}$ – единичная матрица размера 3×3;

3) постоянные смещения ТМА в течение выполнения измерений не изменяются (справедливо при постоянной температуре сенсора [9]): $\mathbf{b}_i = \mathbf{b} = [b_x, b_y, b_z]^T$.

С учетом принятых ограничений перепишем (1) в виде:

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{K}\mathbf{g}_i + \mathbf{b} + \mathbf{n}_i. \quad (2)$$

и получим таким образом упрощенную математическую модель выходных сигналов ТМА [7].

Методы калибровки ТМА

Приведем несколько наиболее распространенных на практике алгоритмов калибровки трехосных акселерометров:

1) шестипозиционный алгоритм калибровки [11] для сокращения времени калибровки устанавливает акселерометр в $K = 6$ фиксированных положений вместо $K = 12$. В каждом ортогональном положении модуль одного из элементов вектора g^k, где $k = 1, 2, ..., K$, равняется модулю ускорения свободного падения $g = 9{,}81$ м/с^2, а оставшиеся два – равны нулю. Нахождения калибровочных параметров $\mathbf{w} = [k_x, k_y, k_z, b_x, b_y, b_z]^T$ в данном случае сводится к нахождению псевдорешения матричной системы уравнений:

$$\mathbf{w} = \mathbf{G}^+ \mathbf{a}, \quad (3)$$

где $\mathbf{G}^+ = (\mathbf{G}^T\mathbf{G})^{-1}\mathbf{G}^T$ – псевдообратная матрица Мура – Пенроуза, а $\mathbf{G} = [\mathbf{G}^1, \mathbf{G}^2, \ldots, \mathbf{G}^K]^T$ – матрица априорных значений проекций вектора ускорения свободного падения на оси чувствительности ТМА в k-м положении, составленная из матриц

$$\mathbf{G}^k = [[g^k_x, 0, 0, 1, 0, 0] [0, g^k_y, 0, 0, 1, 0] [0, 0, g^k_z, 0, 0, 1]]^T,$$

$\mathbf{a} = [\mathbf{a}^1, \mathbf{a}^2, \ldots, \mathbf{a}^K]^T$ – вектор показаний ТМА во всех K калибровочных положениях.

2) алгоритм калибровки по «эллипсоиду чувствительности» [12] заключается в определении параметров $\mathbf{w} = [k_x, k_y, k_z, b_x, b_y, b_z]^T$ в уравнении преобразования эллипсоида (облако точек реальных измерений ТМА в трехмерном пространстве описывается эллипсоидом вращения) в сферу (облако точек в случае идеального акселерометра ($\mathbf{K}=\mathbf{I}$, $\mathbf{b} = [0, 0, 0]^T$)):

$$\{[(a^k{}_x - b_x)/k_x]^2 + [(a^k{}_y - b_y)/k_y]^2 + [(a^k{}_z - b_z)/k_z]^2\}^{0,5} - g = 0. \quad (4)$$

В [13, 14] приводится линейное решение упрощенной модели (4), где учитывается только вектор масштабных коэффициентов $\mathbf{k} = [k_x, k_y, k_z]^T$, который оценивается по методу наименьших квадратов, а постоянные смещения не учитываются.

3) алгоритм калибровки с применением метода наименьших квадратов (МНК) [15] используется для решения нелинейной функции (4). Для этого (4) раскладывают в ряд Тейлора, ограничиваясь первыми производными по параметрам и наблюдениям [7, 8]. В результате получают систему уравнений, итеративно решаемую с использованием численных методов [8], где на каждой итерации вычисляются векторы:

$$\begin{gathered}\mathbf{w} = F(\mathbf{a}, \mathbf{w}_i) + \mathbf{B}(\mathbf{a} - \mathbf{l}_i),\\ \boldsymbol{\Delta} = -(\mathbf{A}_\partial{}^T(\mathbf{B}\mathbf{G}_l{}^{-1}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{A}_\partial)^{-1}\mathbf{A}_\partial{}^T(\mathbf{B}\mathbf{G}_l{}^{-1}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{w},\\ \boldsymbol{\delta} = -\mathbf{G}_l{}^{-1}\mathbf{B}^T(\mathbf{B}\mathbf{G}_l{}^{-1}\mathbf{B}^T)^{-1}(\mathbf{w} + \mathbf{A}_\partial\boldsymbol{\Delta}),\end{gathered} \quad (5)$$

где $\mathbf{A}_\partial$ – матрица первых производных (4) по параметрам $\mathbf{w}$ размером $K\times 6$;

$\mathbf{B}$ – диагональная матрица первых производных (4) по элементам вектора измерений ТМА $[a_x, a_y, a_z]^T$ размером $K\times 3K$ каждому из трех наблюдений;

$\mathbf{G}_l = \mathbf{E}/\sigma$ – матрица весовых коэффициентов, где σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) шума ТМА;

функция $F(\mathbf{a}, \mathbf{w}_i)$ – выражение (4).

Для начальной итерации ($i = 0$) параметры акселерометра $\mathbf{w}_0$ оцениваются по шестипозиционному методу [5, 15], вектор $\mathbf{l}_0 = \mathbf{a}$. На каждой следующей итерации $\mathbf{w}_i = \mathbf{w}_{i-1} + \boldsymbol{\Delta}$, $\mathbf{l}_i = \mathbf{l}_{i-1} + \boldsymbol{\delta}$.

Выводы исходя из рассмотренных методов калибровки ТМА:

- шестипозиционный алгоритм калибровки, несмотря на минимально необходимое количество калибровочных положений, требует применения специализированного стендового оборудования для прецизионной установки MEMS акселерометра;
- алгоритм калибровки по «эллипсоиду чувствительности» не требует специализированного оборудования для калибровки, но не учитывает постоянных смещений ТМА;
- алгоритм калибровки с применением МНК содержит большое количество операций умножения и обращения матриц на каждой итерации.

Алгоритмы нелинейной оптимизации в задаче калибровки трехосного MEMS акселерометра

Для калибровки ТМА с учетом ограничения (4) при использовании принятой упрощенной модели (2) целесообразно использовать алгоритмы калибровки, основанные на методах нелинейной оптимизации с минимизацией количества итераций [16].

В прикладных задачах цифровой обработки сигналов широкое применение находят численные методы оптимизации Гаусса – Ньютона (ГН) и Левенберга – Марквардта (ЛМ) [17]. Оба метода являются итерационными численными методами нахождения решения задачи наименьших квадратов и оперируют матрицей Якоби $\mathbf{J}$ частных производных минимизируемой по вектору параметров $\mathbf{w}$ функции.

Задавшись некоторым начальным приближением $\mathbf{w}_0$, его последующие приближения $\mathbf{w}_{j+1}$ вычисляют итеративно:

$$\begin{gathered}\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j + \Delta\mathbf{w}_j,\\ \Delta\mathbf{w} = -[\mathbf{J}^T(\mathbf{x}, \mathbf{w}_j)\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{w}_j)]^{-1}\mathbf{J}^T(\mathbf{x}, \mathbf{w}_j)\mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{w}_j),\end{gathered} \quad (6)$$

где **J**(**x**, **w**) – матрица Якоби минимизируемой функции, а **F**(**x, w**) – вектор столбец невязок решений.

В данной работе применяется метод ЛМ, требующий большее количество итераций, чем метод ГН, но обеспечивающий большую вероятность нахождения глобального экстремума минимизируемой функции (4) [17]. Данный метод отличается от алгоритма ГН тем, что оперирует параметром регуляризации $\lambda \geq 0$, вычисляемым на каждой итерации. На каждом шаге итерации вектор **w** корректируется на величину $\Delta\mathbf{w}$:

$$\Delta\mathbf{w} = [\mathbf{J}^T\mathbf{J} + \lambda\mathbf{E}]^{-1}\mathbf{J}^T\mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{w}_j), \quad (7)$$

где **E** – единичная матрица размером $R \times R$. В рассматриваемой задаче калибровки ТМА размер матрицы **E** совпадает с размером вектора неизвестных **w**, т.е. $R = 6$.

Экспериментальные исследования

Экспериментальные измерения проводились популярным трёхосным MEMS акселерометром потребительского класса точности ADXL345 компании Analog Devices. Задачей калибровки являлось определение параметров $\mathbf{w} = [k_x, k_y, k_z, b_x, b_y, b_z]^T$ путем решения уравнения (4) методом нелинейной оптимизации Левенберга – Марквардта.

В качестве устройства чтения и обработки сигналов с акселерометра использовалась плата Arduino Mega. Передача данных об ускорении с ADXL345 на плату Arduino Mega осуществлялась по интерфейсу I2C. Данные с Arduino выводились на ПЭВМ через интерфейс USB в программу Excel посредством макроса для Excel – PLX DAQ, который считывает данные с порта и выводит их в ячейки таблицы. Частота дискретизации датчика для его калибровки выбрана 6,25 Гц, диапазон измерений $\pm 2g$.

В случае идеального акселерометра, когда матрица масштабных коэффициентов представляет собой единичную матрицу **K**=**I**, а вектор постоянных смещений $\mathbf{b} = [0, 0, 0]^T$, облако точек (измеренных значений) в декартовой системе координат образует сферу радиусом g с центром в точке [0, 0, 0] (рисунок 1, а).

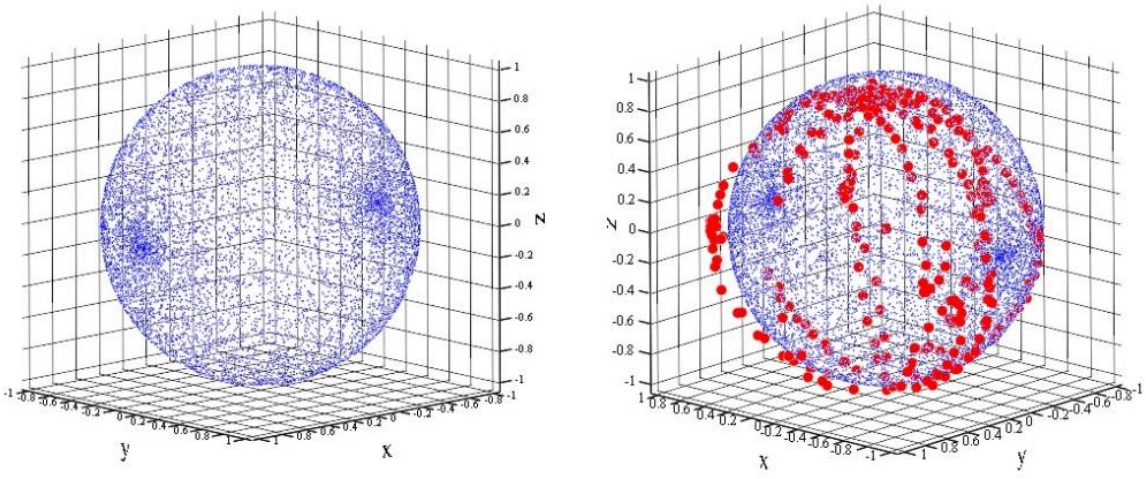


Рис. 1. Облако точек измерений в случае:
а) идеального акселерометра - «эллипсоид чувствительности» представляет собой сферу единичного радиуса с центром в точке с пространственными координатами $[0, 0, 0]^T$;
б) реального ТМА до калибровки на фоне эталонного эллипсоида чувствительности

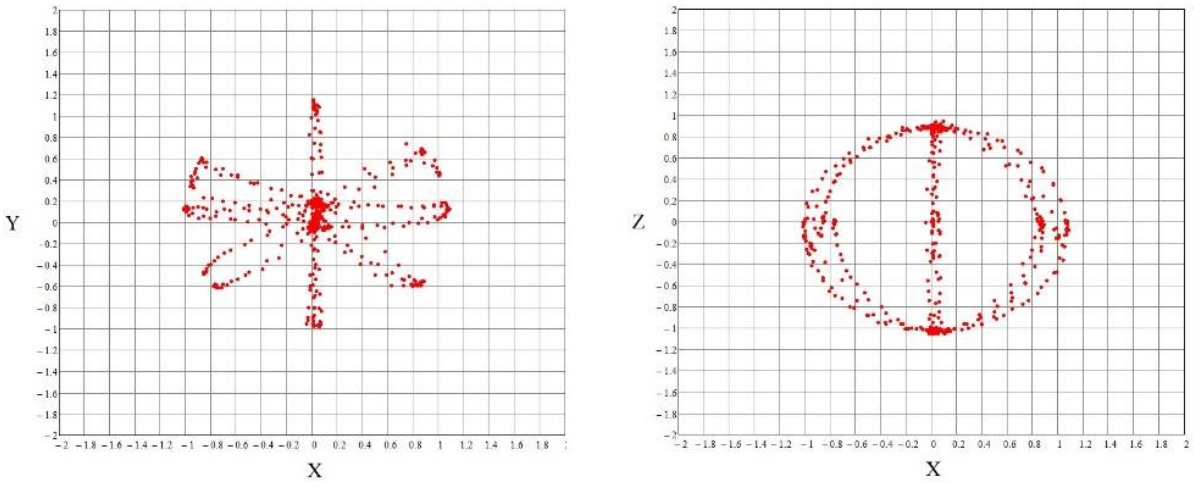


Рис. 2. Облако неоткалиброванных данных, вид со стороны: а) оси Z; б) осиY

Для реального ТМА из-за ненулевого вектора постоянных смещений и отличных от единицы масштабных множителей облако точек описывается эллипсоидом вращения. Экспериментальные данные, полученные при поворотах акселерометра ADXL345 вокруг каждой из его координатных осей, представлены на фоне эталонного эллипсоида чувствительности на рисунке 1, б.

После нахождения псевдорешения системы из N=500 уравнений вида (4) с помощью алгоритма Левенберга – Марквардта были получены следующие численные значения параметров: $\mathbf{k} = [0{,}966;\ 0{,}970;\ 1{,}045]^T$, $\mathbf{b} = [0{,}033;\ 0{,}068;\ -0{,}075]^T$. На рисунке 3 приведено облако центрированных и масштабированных данных (отмечены красными точками) с учетом вычисленных в результате калибровки параметров **k** и **b** в сравнении с эталонной сферой.

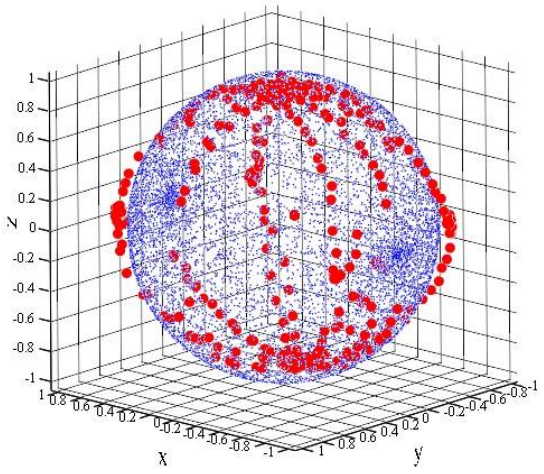


Рис. 3. Облако скорректированных по результатам калибровки данных
на фоне эталонного эллипсоида чувствительности

В качестве наглядного примера, иллюстрирующего эффективность калибровки акселерометра, рассмотрим применение рассматриваемого ТМА в качестве сенсора для устройства измерения угла отклонения от вертикали. Для датчика в состоянии покоя, ориентированного таким образом, что ось чувствительности *X* направлена вперёд, ось *Y* – влево, а ось *Z* – вверх, расположенного на горизонтальной поверхности, получены N_0 = 500 отсчетов. На рисунке 4 они визуализированы красными (до калибровки) и синими (после калибровки) точками.

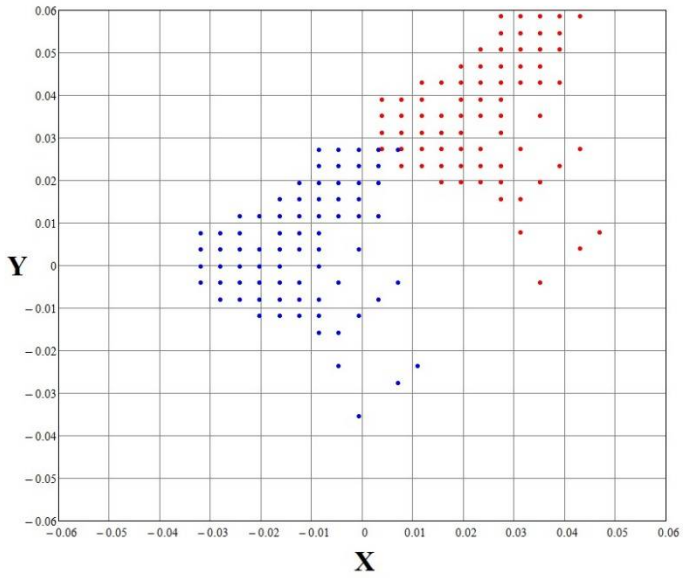


Рис. 4. Проекции результатов измерений ТМА на плоскость *XY*: облако данных до (красные точки) и после (синие точки) калибровки

Математические ожидания полученных отсчетов по осям чувствительности *X* и *Y* до калибровки составляет $\mathbf{m_{before}} = [m_x, m_y]^T = [\,0{,}023g,\, 0{,}040g]^T$.

Математические ожидания полученных отсчетов по осям чувствительности *X* и *Y* после калибровки составляет $\mathbf{m_{after}} = [m_x, m_y]^T = [\,-0{,}012g,\, 0{,}009g]^T$.

Угол отклонения от вертикали до калибровки:

$$\alpha_{before} = arctg\left(\frac{\left\|m_{before}\right\|}{\sqrt{1-\left\|m_{before}\right\|^2}}\right) = 2{,}672°\,.$$

Угол отклонения от вертикали после калибровки:

$$\alpha_{after} = arctg\left(\frac{\left\|m_{after}\right\|}{\sqrt{1-\left\|m_{after}\right\|^2}}\right) = 0{,}878°\,.$$

Таким образом, решение задачи калибровки ТМА методом нелинейной оптимизации Левенберга – Марквардта позволяет определить параметры $\mathbf{w} = [k_x, k_y, k_z, b_x, b_y, b_z]^T = [0{,}966;\ 0{,}970;\ 1{,}045;\ 0{,}033;\ 0{,}068;\ -0{,}075]^T$ и, учитывая их при дальнейших измерениях, уменьшить погрешность измерения в 3 раза.

Библиографический список

1. Кочеткова А. С. Применение инклинометра для подземных измерений // Наука и образование сегодня. 2021. №7(66). С. 23-24.

2. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

3. Ашапкина М. С., Алпатов А. В., Чекушин А. А. Система поддержки выполнения реабилитационных упражнений коленного сустава на базе смартфона // Биомедицинская радиоэлектроника. 2018. №8. С. 45-53.

4. Кабанов А. А., Федоров И. А. Архитектура системы управления цифровыми двойниками производств как основа интеграции различных моделей их представлений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 82. С. 162-176.

5. Казаков О. Д. Оценка эффективности работы технологического оборудования по данным киберфизического уровня цифровых двойников бизнес-процессов дискретного производства // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 82. С. 177-186.

6. Hung J. C., Thacher J. R., White H. V. Calibration of accelerometer triad of an IMU with drifting Z-accelerometer bias // Proc. of the IEEE Aerospace and Electronics Conference NAECON-1989. Vol. 1. Dayton, 1989. P. 153-158.

7. Kong X. Inertial navigation system algorithms for low cost IMU. Sydney, 2000. 178 p.

8. Mohd-Yasin F., Nagel D. J., Korman C.E. Topical review: noise in MEMS // Measurement science and technology. 2010. Vol. 21. P. 1-22.

9. Попова И. В. Термостатирование микромеханических инерциальных датчиков // Микросистемная техника. 2001. № 5. С. 22-24.

10. Люшнина М.С., Штрунова Е.С. Математическая модель инклинометра на основе трехосного микроэлектромеханического акселерометра // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 84. С. 58-65.

11. Холопов, И.С. Алгоритм упрощенной калибровки MEMS датчиков с шестью степенями свободы // Вестник РГРТУ. 2013. № 43. С. 49-54.

12. Горянина К.И., Лукьянов А.Д. Метод идентификации параметров эллипсоида чувствительности MEMS датчиков ориентации в стохастической постановке // Международный студенческий научный вестник. 2017. № 4. С. 893-895.

13. Maluf N., Williams K. An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. ARTECH HOUSE, INC., 2006. 304 p.

14. Лукьянов А.Д., Алексейчик М.И., Онойко Т.С. Идентификация динамической модели системы позиционирования ротора с использованием метода фиктивных переменных // Системы управления и информационные технологии. 2014. № 3.2 (57). С. 204-209.

15. Лукьянов А.Д., Горянина К.И., Фам Д.Т. Идентификация параметров преобразующей системы MEMS акселерометра ADXL-345 методом наименьших квадратов // Электроника и электротехника. 2016. № 2. С. 171-179.

16. Kian S.T., Awad M., Dehghani A., Zahedi S. Triaxial accelerometer static calibration // Proc. of the World Congress on Engineering. Vol. III. London, 2011.

17. Лютков И.А., Холопов И.С. Сравнительный анализ двух методов нелинейной оптимизации в задаче калибровки трехосного MEMS акселерометра // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2020. № 71. С. 15-22.

УДК 621.396.663

ОПТИМИЗАЦИЯ ГРАДАЦИЙ ЯРКОСТИ ПРИ ОТОБРАЖЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.А. Проценко, С.В. Шкуро, И.В. Васильев

Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz

Аннотация. В статье приводится информация об экспериментах по изменению градаций яркости при отображении радиолокационной информации на индикаторе кругового обзора радиолокатора П-18М. Показана возможность обнаружения оператором малых радиолокационных целей при маленьких соотношениях сигнал/шум.

Ключевые слова: БПЛА, порог обнаружения, радиолокация, сигнал, шум, экстрактор.

OPTIMIZATION OF BRIGHTNESS GRADES WHEN DISPLAYING RADAR INFORMATION

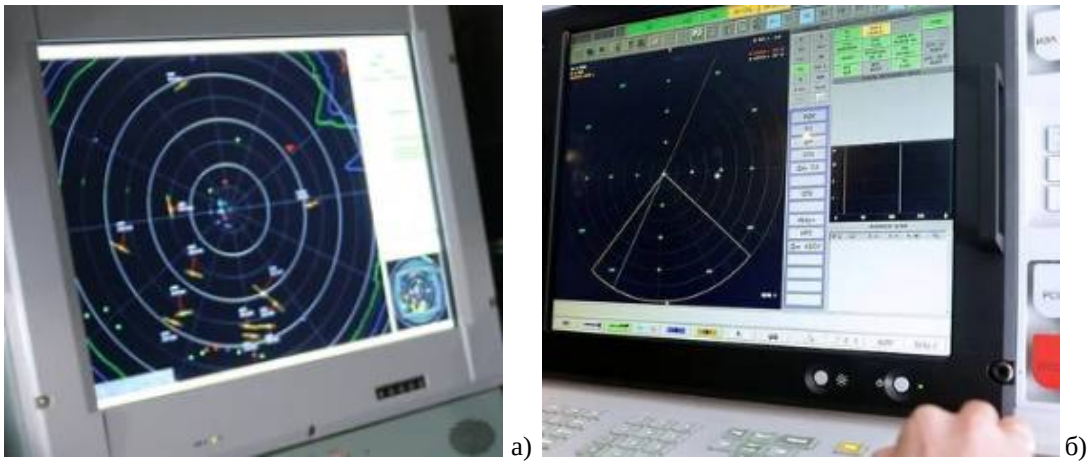
V.A. Protsenko, S.V. Shkuro, I.V. Vassilyev

JSC “Special Design and technology Bureau “Granite”,
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz

Abstract. The article provides information on experiments on changing brightness gradations when displaying radar information on the all-round display of the P-18M radar. The possibility of detection by the operator of small radar targets with low signal-to-noise ratios has been demonstrated.

Keywords: UAV, detection threshold, radar, signal, noise, extractor

Широкое применение в вооружённых конфликтах малоразмерных низковысотных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) остро поставило вопрос о раннем обнаружении этих опасных целей. Большинство современных радиолокаторов используют различные типы параметрических обнаружителей целей со стабилизацией уровня ложных тревог. При этом компьютер радиолокатора фактически сам обнаруживает цели с заданными вероятностями обнаружения и ложной тревоги, и на индикатор кругового обзора выводится, как правило, уже результат первичной обработки (рисунок 1).



а) б)

Рис. 1. Индикаторы кругового обзора (ИКО) РЛС «Небо» [1] (а) ЗРК «ПанцирьС-1Э (б) [2]

В таких радиолокаторах, для обеспечения приемлемого уровня ложной тревоги необходимо обеспечивать достаточно высокое соотношение сигнал/шум на входе обнаружителя (рисунок 2).

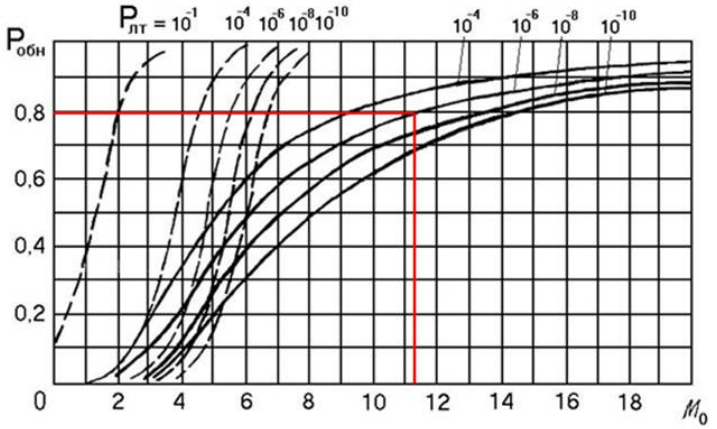
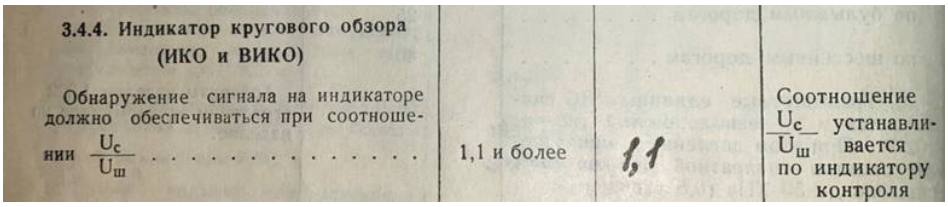


Рис. 2. Характеристики обнаружения для детерминированных сигналов (- - -) и сигналов со случайной составляющей(——)

В соответствии с номограммой на рисунке 2 для достижения вероятности обнаружения 0,8 при вероятности ложной тревоги 10^{-6} необходимо обеспечить соотношение сигнал/шум 11 дБ. В то же время, в соответствии с формуляром [3], обнаружение сигнала на ИКО должно обеспечиваться при соотношении сигнал/шум менее 1 дБ.



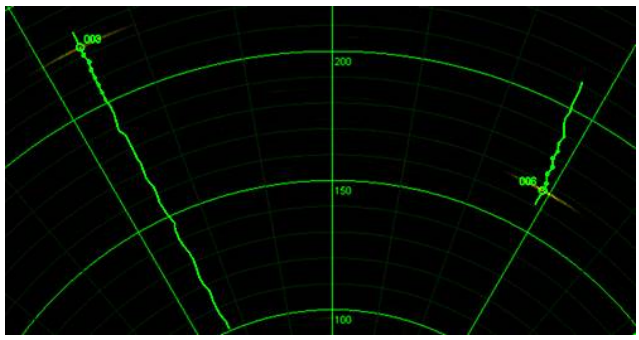
3.4.4. Индикатор кругового обзора (ИКО и ВИКО) Обнаружение сигнала на индикаторе должно обеспечиваться при соотношении $\frac{U_c}{U_ш}$	1,1 и более	1,1	Соотношение $\frac{U_c}{U_ш}$ устанавливается по индикатору контроля

Рис. 3. Требования формуляра к отношению сигнал/шум

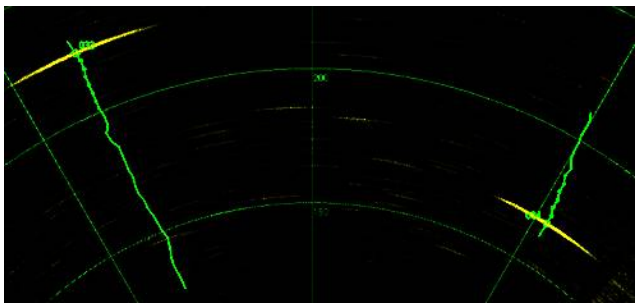
Одним из перспективных направлений совершенствования обнаружителей радиолокационных целей является создание обнаружителей на базе нейронных сетей [4, 5]. Замена параметрических обнаружителей на обнаружители на базе искусственного интеллекта, несомненно, рано или поздно случится. Но, имеется возможность повысить вероятность обнаружения малых целей расширением возможности более эффективно использовать возможности оператора.

Так как в варианте модернизации радиолокатора П-18М, разработанном в Специальном конструкторско-технологическом бюро «Гранит», имелся подрежим вывода радиолокационной информации на ИКО до первичной обработки, была проведена серия экспериментов по оптимизации градаций яркости при отображении радиолокационной информации для более эффективного использования возможностей оператора для визуального обнаружения целей.

На рисунке 4 показан пример отображения одной и той же радиолокационной информации для различных уровней градации яркости.



а)



б)

Рис. 4. Отображение воздушных целей на ИКО при высоком уровне градаций яркости (а) и низким уровнем градаций (б)

Для подбора оптимальных уровней градаций яркости была написана специальная программа [6], позволяющая случайным образом отображать на экране имитатор отметки от цели в различных местах (рисунок 5), с помощью которой была проведена серия экспериментов с привлечением курсантов и преподавателей Военного института инженеров по радиоэлектронике и связи (ВИИРЭС, г. Алматы).

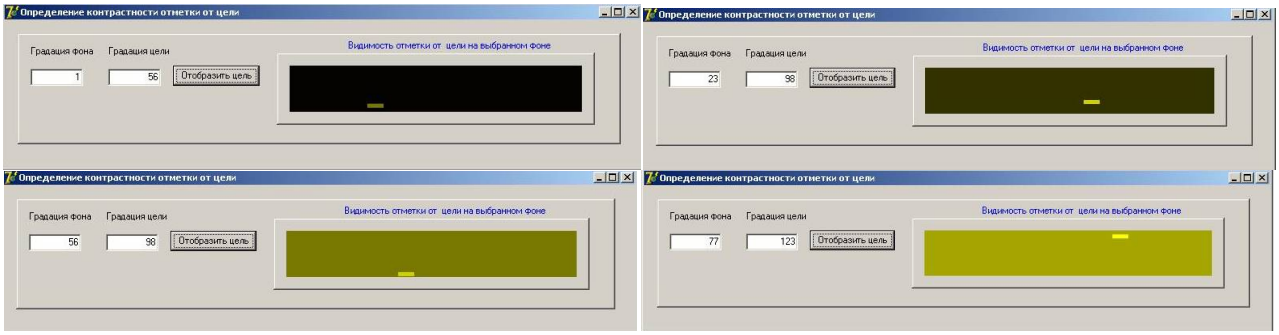


Рис. 5. Примеры имитации отметок цели

Результаты проведённых экспериментов показали, что различение целей сильно зависит от индивидуальных особенностей операторов и качества регулировки цветопередачи мониторов компьютеров. По результатам многочисленных экспериментов была разработана программа, позволяющая устанавливать индивидуальную градацию яркостей для разных операторов РЛС (рисунок 6).

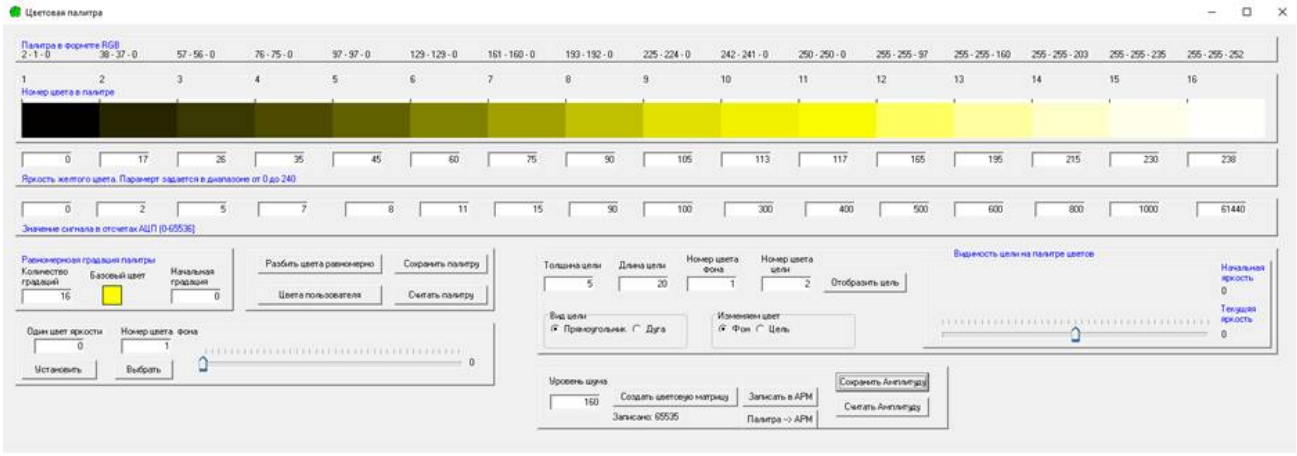


Рис. 6. Пример окна программы для задания порогов смены градаций яркости

На рисунке 7 показано радиолокационное отражение от БПЛА, летящего в 17 километрах от радиолокатора на высоте 100 метров, полученное 7 февраля 2024 года, полученное на серийной радиолокационной станции в подрежиме отображения информации до первичной обработки.

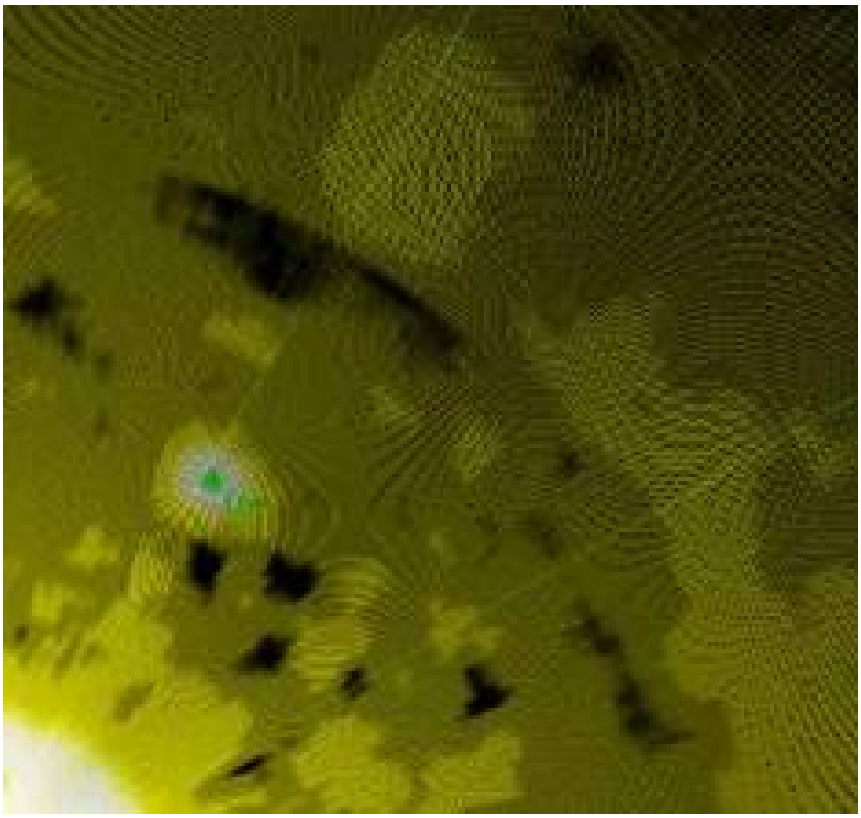


Рис. 7. Отображение сигнала от БПЛА на экране ИКО, цель заведена оператором

Полученные результаты позволяют повысить возможности обнаружения малых целей на серийных радиолокаторах без существенных их доработок.

Данное исследование финансировалось комитетом науки и высшего образования Республики Казахстан (грант №BR218012/0223).

Библиографический список

1. Н. Дацюк. Обнаружим и обезвредим: как в крыму работают системы ПВО // URL: https://www.crimea.kp.ru/daily/27348.3/4527821/ (дата обращения 24.02.2024)

2. DZEN.RU. Армия и технологии. Зенитный ракетный комплекс "ПАНЦИРЬ-С1Э" похитили и отправили в США // URL: https://dzen.ru/a/ybxetn_qptkp2_qw (дата обращения 24.02.2024)

3. Формуляр УЦ1.231.054ФО. Подвижная радиолокационная станция обнаружения и целеуказания П-18Р // 1983, 69С.

4. Карташов В., Посошенко В., Воронин В., Колесник В., Капуста А., Рыбников Н., Першин Е. (2021). Методы обнаружения-распознавания радиолокационных, акустических, оптических и инфракрасных сигналов беспилотных летательных аппаратов. *Радиотехника*, *2* (205), 138–153. https://doi.org/10.30837/rt.2021.2.205.15

5. Исабаев К.Ж., Имансакипова Н.Б., Шакиева Г.С., Демин Д. Применение и внедрение сверточных нейросетей в радиолокационную станцию // the scientific heritage. 2022. № 102 (102). С. 46-55.

6. Свидетельство о внесении сведений в государственный реестр прав, охраняемых авторским правом 40320 Республика Казахстан. Программа для ЭВМ «Определение контрастности отметки от цели» / Васильев И.В., Шкуро С.В. ; заявитель и правообладатель Васильев И.В., Шкуро С.В. - №40320 ; заявл. 03.11.2023 ; опубл. 09.11.2023.

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА»

УДК 004.023; ГРНТИ 47.01.77

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРА ГЕРЦЕЛЯ

Г.О. Калыгин
Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир,gkalygin@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются способы определения параметров гармонического сигнала известной частоты. Приводятся формулы расчета анализируемых параметров с использованием дискретного преобразования Фурье и фильтра Герцеля.
Ключевые слова: гармонический сигнал, амплитуда, начальная фаза, фильтр Герцеля.

A METHOD FOR DETERMINING THE AMPLITUDE AND PHASE OF A HARMONIC SIGNAL USING THE HERZEL FILTER

G.O. Kalygin
Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, gkalygin@yandex.ru

Abstract. The paper discusses ways to determine the parameters of a harmonic signal of a known frequency. Formulas for calculating the analyzed parameters using the discrete Fourier transform and the Herzel filter are given.
Keywords: *harmonic signal, amplitude, initial phase, Herzel filter.*

При обработке данных различной природы требуется определение спектрального состава исследуемого процесса, при этом интерес представляет значение не только амплитуды, но и фазы спектральных составляющих исследуемого процесса. Под фазой здесь понимается фаза сигнала во временной области, т.е. начальная фаза гармонического сигнала в нулевой момент времени. Примером данных являются значения вертикальной составляющей электрического поля Земли. Знание амплитуд и фаз гармонических составляющих в определенный момент времени позволяет анализировать не только спектральный состав физического процесса, но и строить точную модель процесса во временной области. Знание амплитуды и фазы гармонического сигнала требуется для оценки дизбаланса амплитуд и фаз в квадратурных каналах обработки в различных радиотехнических устройствах.

Для определения амплитуды и начальной фазы гармонического сигнала можно использовать расчет спектральной составляющей на частоте сигнала. Для дискретного сигнала в общем случае необходимо использовать преобразование Фурье

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-jn\omega T},$$

если частота сигнала кратна частоте дискретизации – дискретное преобразование Фурье (ДПФ) на одном периоде сигнала

$$\dot{S}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}.$$

Расчет одной спектральной составляющей можно выполнить с использованием фильтра Герцеля (ФГ) [1, 2]. Обычно для расчета коэффициентов ДПФ применяют алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) для числа точек, являющихся степенью 2, причем для точного вычисления спектральной составляющей на произвольной частоте требуется использовать большое число точек. Алгоритм Герцеля не имеет таких ограничений, известны модифицированные алгоритмы Герцеля [4] для вычисления амплитуды и фазы спектра для произвольного соотношения частот сигнала и частоты дискретизации.

Фильтр Герцеля реализуется в виде рекурсивного комплексного фильтра второго порядка с коэффициентами

$b_0 = 1,$

$b_1 = -e^{-j2\pi n/N} = -\cos(2\pi m/N) + j\sin(2\pi m/N),$

$a_1 = -\cos(2\pi m/N),$

$a_2 = 1,$

описывается передаточной функцией

$$H_{ФГ}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}.$$

При этом расчет с использованием фильтра Герцеля требует выполнения в 4 раза меньшего количества действительных операций умножения и в 2 раза – действительного сложения по сравнению с расчетом одного коэффициента ДПФ [4].

Пусть дан сигнал с известной частотой f_c и неизвестными амплитудой A и начальной фазой φ_0

$$s(nT) = Asin(2\pi f_c nT + \varphi_0).$$

Найдем модуль и фазу спектрального отсчета сигнала, используя ДПФ и ФГ. Рассмотрим случай, когда частота сигнала f_c и частота дискретизации f_∂ кратны, для использования БПФ при расчете коэффициента ДПФ условимся, что на периоде сигнала укладывается число точек N, кратных степени 2. На рисунке 1 приведены сигнал ($\varphi_0 = 0$), модуль и фаза спектра для N=128, $f_c = 8, f_\partial = 1024,$ на рисунке 2 – сигнал, модуль и фаза спектра для $\left(\varphi_0 = \frac{\pi}{3}\right)$.

Значение спектральной составляющей на выходе ФГ берется на последнем отсчете периода сигнала

$$S_{ФГ}(N) = | S_{ФГ}(N) | e^{(-i\varphi_{ФГ}(N))}.$$

Амплитуда комплексной величины на выходе ФГ для обоих значений φ_0 равно 0,5, а фаза $\varphi_{ФГ}(N)$ -2,3568 для $\varphi_0 = 0$ и -1,3090 для $\varphi_0 = \pi/3$.

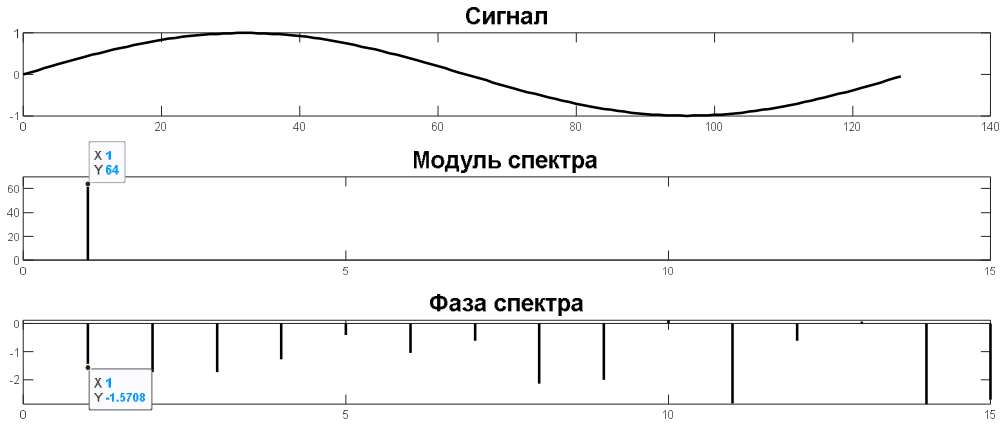


Рис. 1. Сигнал ($\varphi_0 = 0$), модуль и фаза спектра для N=128, $f_c = 8, f_д = 1024$

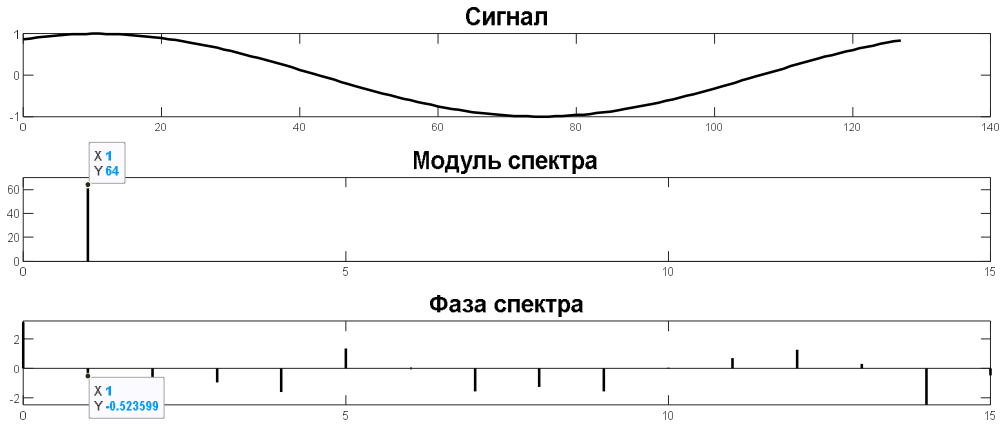


Рис. 2. Сигнал, модуль и фаза спектра для $\left(\varphi_0 = \frac{\pi}{3}\right)$

Анализ многочисленных результатов моделирования, расчетов $\dot{S}(k)$ и $\dot{S}_{ФГ}(N)$ на тестовом сигнале позволили получить следующие соотношения при использовании ДПФ:

- амплитуда сигнала А

$$A = 2\left|S_{fft}\left(\frac{f_д}{f_c}\right)\right| / N,$$

- фаза

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + \varphi_{fft}\left(\frac{f_д}{f_c}\right),$$

где $\left|S_{fft}\right|$ и φ_{fft} - модуль и фаза коэффициента ДПФ,

и при использовании ФГ:

- амплитуда и фаза сигнала соответственно равны

$$A = \frac{\left|S_{\text{ФГ}}\left(N\right)\right|}{N},$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} + 2\pi\frac{f_{\text{с}}}{f_{\text{д}}} + \varphi_{\text{ФГ}}\left(N\right),$$

где $|S_{ФГ}(N)|$ и $\varphi_{ФГ}(N)$ - модуль и фаза комплексного сигнала на выходе ФГ.

Амплитуда и начальная фаза гармонического сигнала может быть получена как отношение комплексного выхода ФГ анализируемого сигнала и тестового сигнала с нулевой начальной фазой и единичной амплитудой:

$$s_{\text{тест}}\left(nT\right) = sin\left(2\pi f_c nT\right).$$

Тогда

$$A = \frac{\left|S_{\text{ФГ}}\left(N\right)\right|}{\left|S_{\text{ФГ_тест}}\left(N\right)\right|},$$

$$\varphi_0 = \varphi_{\text{ФГ}}\left(N\right) - \varphi_{\text{ФГ_тест}}\left(N\right),$$

где $\left|S_{\text{ФГ}}\left(N\right)\right|$ и $\left|S_{\text{ФГ_тест}}\left(N\right)\right|$ – модуль,

$\varphi_{\text{ФГ}}\left(N\right)$ и $\varphi_{\text{ФГ_тест}}\left(N\right)$ – фаза комплексного сигнала на выходе ФГ анализируемого и тестового сигналов.

Полученные выражения можно использовать для определения амплитуды и фазы гармонического сигнала известной частоты из смеси сигнала и шума или суммы гармонических сигналов, требование – частота анализируемого сигнала должна быть кратна частоте дискретизации. Для некратных частот необходимо применять модифицированные алгоритмы ФГ.

Библиографический список

1. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / Оппенгейм А., Шаффер Р // М.: Техносфера. - 2012. – 1048 с.

2. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов/ Рабинер Л., Голд Б.// М.: Мир, 1978

3 Галанина, Н.А. Алгоритм Герцеля для спектрального анализа сигналов/ Н.А. Галанина, Д.Д.Дмитриев, Д.И. Ахметзянов// Программные системы и вычислительные методы – 2013, №4. - С. 376 – 383.

4. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В., Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье/ Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В.// Цифровая обработка сигналов. -2014, № 1. - С. 3 – 11.

УДК 621.314.263; ГРНТИ 29.35.33

ДЕТЕКТОРЫ КВЧ ДИАПАЗОНА

К.В. Билинский, А.И. Попов, В.А. Бурмистрова, Е.В. Емельянов
Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов,
Российская Федерация, Томск, bilinskiy_kv@niipp.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается разработка и исследование детекторов КВЧ-диапазона, а именно 75-118 ГГц, 118-178 ГГц. Описана конструкция и принцип работы детектора. Представлено сравнение экспериментальных характеристик детектора при использовании разных активных элементов. Исследована зависимость влияния величины барьерного окна диодов с барьером Шоттки (ДБШ) и расстоянием между ДБШ на чувствительность детектора. Проведено сравнение по применению в качестве активного элемента одного и двух ДБШ. Приведены экспериментальные результаты по вольт-ваттной и тангенциальной чувствительности. Указаны результаты по исследованию динамического диапазона детектора.
Ключевые слова: демодулятор, детектор, миллиметровый диапазон, вольт-ватная чувствительность, тангенциальная чувствительность, динамический диапазон, диод с барьером Шоттки, ДБШ.

EXTREMELY HIGH FREQUENCY DETECTORS

K.V. Bilinskiy, A.I. Popov, V.A. Burmistrova, E.V. Emelyanov
Research Institute of Semiconductor Devices,
Russian Federation, Tomsk, bilinskiy_kv@niipp.ru

The summary. This paper deals with the design and investigation of detectors of the EHF band, namely 75-118 GHz, 118-178 GHz. The design and operating principle of the detector are described. The experimental characteristics of the demodulator using different active elements are compared. The dependence of the influence of the Schottky barrier diode (SBD) barrier window value and the distance between SBD on the detector sensitivity is investigated. The comparison on application as an active element of one and two SBD is carried out. Experimental results on the volt-watt and tangential sensitivity of the detector are given. The results on the study of the dynamic range of the demodulator are given.
Keywords: demodulator, detector, millimeter-wave band, volt-watt sensitivity, tangential sensitivity, dynamic range, Schottky barrier diode (SBD).

В настоящие время наблюдается активный рост применения миллиметровых длин волн в электронной промышленности, военной технике, научно-исследовательской работе. Для решения достаточно широкого спектра прикладных задач принято использовать электромагнитные волны КВЧ диапазона (30-300 ГГц). Такое применение возможно благодаря особенностям распространения волн данного диапазона в пространстве, достаточным мощностям источников сигналов, наличию активного взаимодействия электромагнитного излучения с веществами и материалами. Актуальной является задача разработки приборов, способных принимать и идентифицировать электромагнитные волны КВЧ-диапазона, одним из таких приборов является детектор частоты [1].

В данной статье рассмотрены детекторы падающей мощности, детектирующие электромагнитные волны в диапазонах 3-мм (75-118 ГГц) и 2-мм (118-178 ГГц), разработка, и полученные экспериментальные результаты.

Детектор падающей мощности выполнен по гибридной схеме: в качестве активного элемента, выполняющего нелинейное преобразование частоты, используется последовательная пара диодов с барьером Шоттки (ДБШ) с балочными выводами, которая включена в микрополосковую линию, выполненную на полиимиде. Рассекая посередине широкую стенку закороченного волновода, размещается диэлектрическая подложка из полиимида толщиной 75 мкм с двусторонней металлизацией, на данной подложке реализован волноводно-микрополосковый переход, микрополосковая линия (в которую включена последовательная пара ДБШ), заграждающий КВЧ-фильтр. Детектор имеет волноводный вход и коаксиальный выход, на который подается ток смещения для ДБШ и снимается демодулированный (ин-

формационный) сигнал. Общий вид и принципиальное устройство приведено на рисунке 1. Принцип работы демодулятора следующий: на волноводный вход детектора подается КВЧ-сигнал, далее, при переходе волноводной линии в микрополосковую происходит преобразование типа электромагнитной волны из H_{10} (TE_{10}) в квази-TEM, которая согласована на последовательную пару ДБШ (два последовательно включенных ДБШ осуществляют детектирование КВЧ-сигнала), далее следует заграждающий КВЧ-сигнал микрополосковый фильтр, далее продетектированный (информационный) сигнал следует на коаксиальный вывод детектора. На ДБШ подается ток смещения, который задает рабочую точку диодов на квадратичном участке ВАХ диода, в результате зависимость падения напряжения на ДБШ линейно-пропорциональна падающей КВЧ-мощности [2].

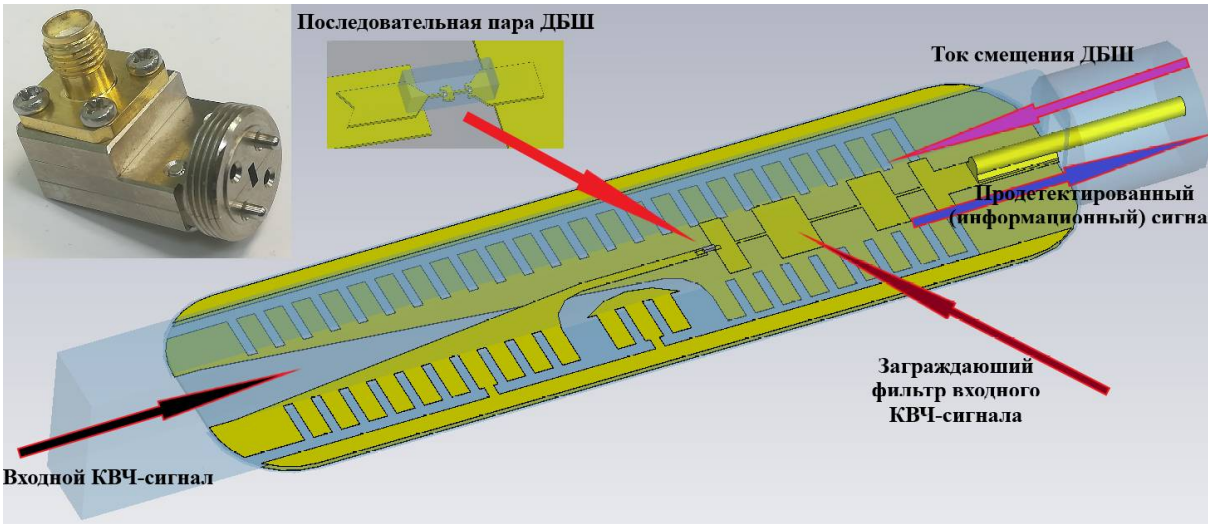


Рис. 1. Общий вид и внутреннее устройство КВЧ-детектора

Электромагнитный расчёт детектора проводился в специальной инженерной программе в несколько этапов. Вначале проводился линейный расчет микрополосково-волноводного перехода и заграждающего фильтра, далее осуществлялось согласование ДБШ с микрополосковой линией и волноводом, применялась эквивалентная RLC-схема ДБШ.

В качестве активного элемента использовалось несколько вариантов: один ДБШ с диаметром барьерного окна 2.2 мкм; два последовательно соединенных ДБШ с диаметром барьерного окна 2.2 мкм и расстоянием 50 мкм между диодами; два последовательно соединенных ДБШ с диаметром барьерного окна 2.6 мкм и расстоянием 50 мкм между диодами; два последовательно соединенных ДБШ с диаметром барьерного окна 2.8 мкм и расстоянием 50 мкм между диодами; два последовательно соединенных ДБШ с размером барьерного окна 2.6 мкм и расстоянием 120 мкм между диодами (рисунок 2).

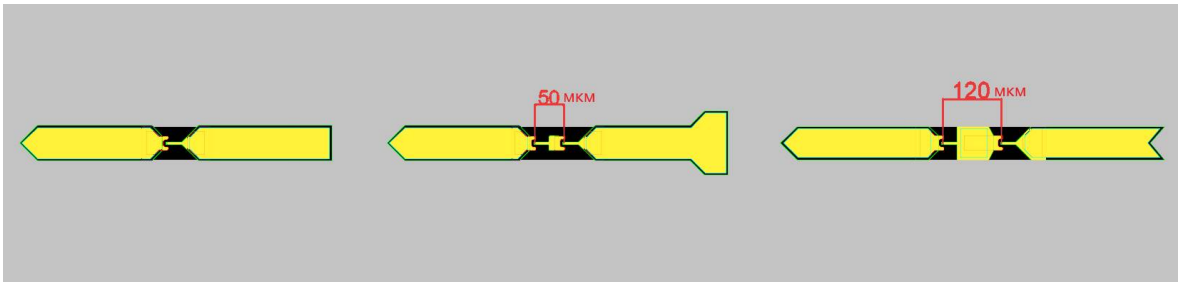


Рис. 2. Варианты активного элемента детектора

Размер барьерного окна определяет нелинейную емкость и сопротивление в эквивалентной схеме ДБШ, длина балочных выводов и расстояние между диодами определяет линейные параметры в эквивалентной схеме [3]. На рисунке 3 приведены результаты вольт-ваттной чувствительности детектора 3-мм диапазона при разном токе смещения, который задает рабочую точку на ВАХ ДБШ. В качестве активного элемента использовалась последовательная пара ДБШ с диаметром барьерного окна 2.6 мкм и расстоянием между диодами 120 мкм. Также на рисунке 3 приведена тангенциальная чувствительность данного детектора при частоте модуляции 1 кГц (полоса 40 Гц), сопротивление нагрузки 1МОм.

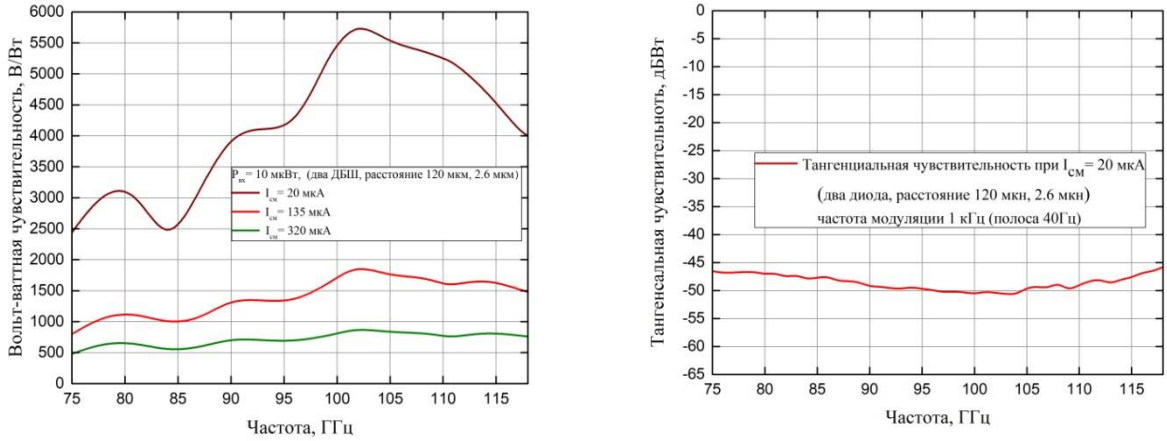


Рис. 3. Вольт-ваттная чувствительность детектора при разном токе смещения, тангенциальная чувствительность при токе смещения 20 мкА

В ходе исследования мощность падающего радиосигнала 3-мм диапазона составляла 10 мкВт, ток смещения варьировался в пределах от 10 мкА до 500 мкА, наивысшие значения вольт-ваттной чувствительности лежат ≥ 2500 В/Вт и реализуются при токе смещения 20 мкА. Провал вольт-ваттной чувствительности при токе смещения 20 мкА в районе 84 ГГц, связан с резким изменением диэлектрической проницаемости арсенида галлия с 11 до ~ 7.5 отн.ед.[4]. При дальнейшем увеличении тока смещения происходит снижение чувствительности по напряжению. Тангенциальная чувствительность не хуже - 45 дБВт.

На рисунке 4 приведена вольт-ваттная чувствительность для двух последовательно соединенных ДБШ при разных диаметрах барьерного окна и одинаковом расстоянии между диодами и при одинаковом диаметре барьерного окна и разных расстояниях между диодами.

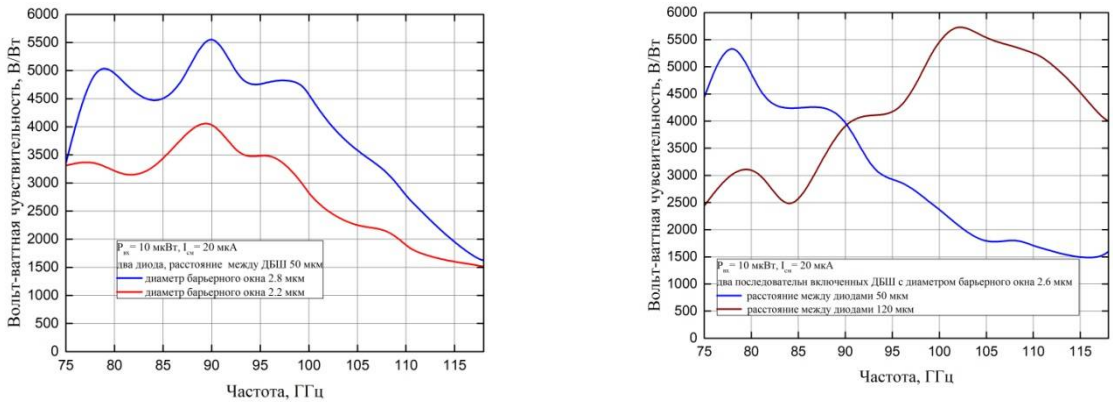


Рис. 4. Сравнение вольт-ваттной чувствительности детектора при разных - диаметре барьерного окна и расстоянием между диодами, при токе смещения 20 мкА

Из рисунка 4 видно, что при одинаковом расстоянии между ДБШ (50 мкм) вольт-ваттная чувствительность при диаметре ДБШ 2.8 мкм выше чем при 2.2 мкм. Изменение расстояния между ДБШ при одинаковом диаметре барьерного окна (2.6 мкм) приводят к сдвигу максимума чувствительности в частотном диапазоне. Применение одного ДБШ в качестве активного элемента детектора приводит к ухудшению вольт-ваттной чувствительности (рисунок 5).

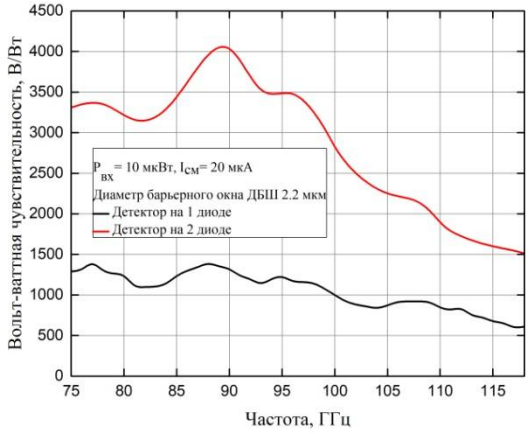


Рис. 5. Сравнение вольт-ваттной чувствительности детектора при диаметре барьерного окна ДБШ 2.2 мкм одного и двух диодов, при токе смещения 20 мкА

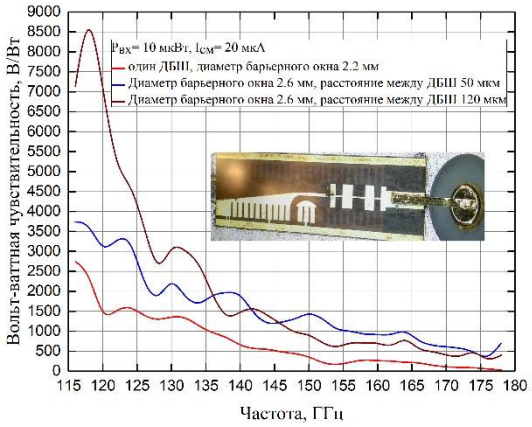


Рис. 6. Сравнение вольт-ваттной чувствительности детектора при диаметре барьерного окна ДБШ 2.2 мкм одного и двух диодов, при токе смещения 20 мкА

Экспериментальные результаты для детектора 2-мм диапазона длин волн приведены на рисунке 6. Из полученных результатов видно, что имеется максимум вольт-ваттной чувствительности для данной конструкции детектора в начале диапазона (в районе 118 ГГц), далее идет снижение чувствительности. Начиная со 130 ГГц падение чувствительно объясняется тем, что размеры самого кристалла арсенида галлия (его длина) с размещенными на них ДБШ того же порядка, что и четверть длины волны ($\lambda/4$) в арсениде галлия (который включен в волновую линию последовательно), а ширина кристалла арсенида галлия сопоставима с $\lambda/12$. Также расстояния между двумя ДБШ в последовательной паре диодов того же порядка $\lambda/4$ в арсениде галлия и сопоставима с $\lambda/12$.

Такие соотношения между геометрическими размерами активного элемента и длиной волны в среде арсенида галлия в данной конструкции детектора приводят к рассогласованию линии передачи сигнала, отражению падающего КВЧ-сигнала, возникновению объемных резонаторов в самом кристалле арсенида галлия, и, по всей видимости, к негативному влиянию ДБШ друг на друга, из чего и следует снижение вольт-ваттной чувствительности. Вольт-ваттная чувствительность для детектора на одном ДБШ хуже, чем на двух ДБШ.

Динамический диапазон, в пределах которого рабочая точка ДБШ находится на участке ВАХ, аппроксимируемом квадратичной функцией, и характер зависимости падения напряжения на детекторе от падающей КВЧ-мощности лежит в пределах от минус 35 до минус 15 дБм. На рисунке 7 приведена зависимость падения напряжения на детекторе от непрерывно-падающей КВЧ-мощности для 3-мм детектора с активным элементом в виде двух последовательно соединённых ДБШ (расстояние между диодами 120 мкм, диаметр барьерного окна 2.6 мкм) при токе смещения 20 мкА. Рабочий диапазон по мощности КВЧ-сигнала лежит в пределах от минус 35 до 10 дБм. Минимальная КВЧ-мощность которую может «распознать» детектор составляет около минус 35 дБм.

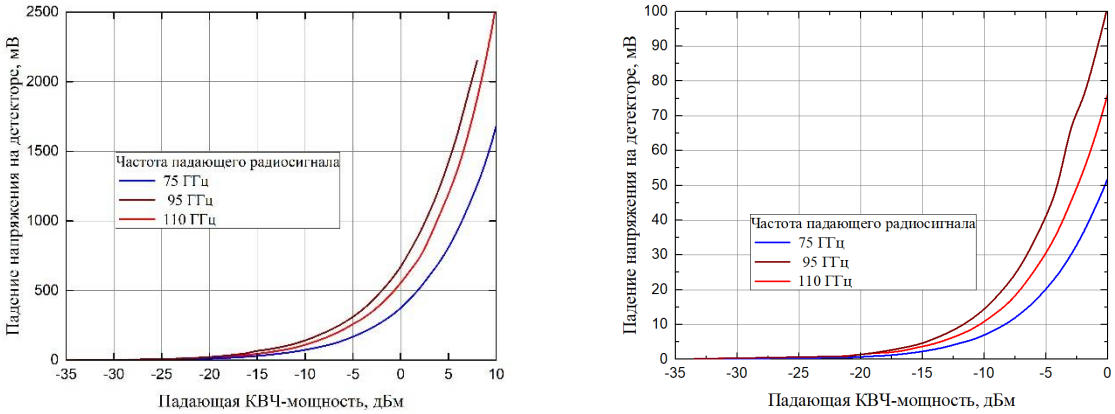


Рис. 7. Зависимость падения напряжения на детекторе от непрерывно падающей КВЧ-мощности

Разработанные детекторы представляется возможным использовать в лабораторной технике, установках неразрушающего контроля, скалярных анализаторах цепей, измерителях мощности [5] на диапазоны 75-118 ГГц и 118-178 ГГц.

Библиографический список

1. Бутков В.П., Губарев Д.Е., Зикий А.Н., Зламан П.Н. Серийные детекторы СВЧ (обзор). – Инженерный вестник Дона, №1/2017.

2. Стриха В.И., Бузанева Е.В. Радзиевский И.А. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки. – Физика. Технология. Применение, Советское радио, 1974, с.119-150.

3. Торхов Н.А., Бабак Л.И., Коколов А.А. Применение диодов Шоттки в терагерцовом частотном диапазоне. – Физика и техника полупроводников, №12/2019.

4. Кондрашев Д.А., Певнева Н.А., Гусинский А.А., Павлючик А.А., Гончарик М.А. Исследование S-параметров и диэлектрической проницаемости образцов поликора. – Доклады БГУИР, №3/2023.
и GaAs с помощью векторного анализатора цепей

5. Гуревич М. Преобразователи сигналов для СВЧ-вольтметров и ваттметров. – ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес, №4/2007

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ЧМ ДАЛЬНОМЕРА МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

В.С. Паршин, В.Д. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ducnguyenvan15043003@gmail.com

Аннотация. Существенным фактором, приводящим к увеличению погрешности измерения расстояний, является наличие мешающих отражений. Одним из путей уменьшения влияния мешающих отражений является их компенсация. Для этого необходимо сформировать компенсирующий сигнал, то есть требуется оценить параметры помехи. В работе анализируется возможность использования метода максимального правдоподобия для оценки амплитуды помехи. С помощью моделирования проведена количественная оценка погрешности измерения. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать погрешность измерения.

Ключевые слова: оценка амплитуды, метод максимального правдоподобия, ошибка измерения расстояния, ошибка измерения начальной фазы, мешающая составляющая.

ESTIMATION OF THE AMPLITUDE OF THE DIFFERENCE FREQUENCY SIGNAL OF AN FM RANGE FINDER BY THE MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

V.S. Parshin, V.D. Nguyen
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, ducnguyenvan15043003@gmail.com

The summary. A significant factor leading to an increase in the error in distance measurement is the presence of interfering reflections. One way to reduce the influence of interfering reflections is to compensate for them. To do this, it is necessary to generate a compensating signal, that is, it is necessary to estimate the interference parameters. The paper analyzes the possibility of using the maximum likelihood method to estimate the noise amplitude. Using simulation, a quantitative assessment of the measurement error was carried out. Analytical expressions were obtained to calculate the measurement error.
Keywords: amplitude estimation, maximum likelihood method, distance measurement error, initial phase measurement error, nuisance component.

Введение

В системах автоматического контроля и управления промышленными процессами актуальна задача повышения точности измерения дальности до отражающей поверхности, находящей в замкнутом объеме. Существенным фактором, приводящим к существенному увеличению погрешности оценки расстояния, является наличие мешающих отражений (МО) – отражений от элементов конструкции резервуара, его стенок и от дна. При наличии МО малой интенсивности существуют многие методы, позволяющие достаточно измерять дальность с ошибкой, приемлемой для практики. Однако в случае присутствия МО с отношением сигнал/помеха меньше единицы использование таких методов для оценки расстояния затруднено. Одним из способов, позволяющих уменьшить влияние таких МО, является их компенсация. Для этого необходима оценка параметров помехи - ее амплитуды, частоты и фазы.

Модель сигнала. Алгоритм оценки амплитуды

Сигнал разностной частоты (СРЧ), снимаемый с выхода смесителя ЧМ дальномеров, можно представить в виде [1, 2]

$$y(t) = s_c(t) + n(t) = S_0 cos\left[\omega_0\, 2r_0/c + 4\Delta\omega_d r_0 t / cT_{мод} + \varphi_0\right] + n(t), \quad (1)$$

где S_0 - амплитуда сигнала, отраженного от МО;

ω_0 - минимальное значение несущей частоты передатчика;

$\Delta\omega_d$ - диапазон перестройки частоты передатчика;

$T_{мод}$ - период модуляции несущего колебания;

r_0 - расстояние до МО;

c - скорость света;

φ_0 - начальная фаза сигнала, обусловленная фазовой характеристикой ЧМ дальномера и диэлектрическими свойствами отражателя;

$n(t)$ - белый нормальный шум.

Для формирования компенсирующего сигнала, необходимого для подавления помехи, необходимо оценить ее параметры – амплитуду, частоту, фазу.

Из (1) видно, что задача оценки амплитуды сигнала, соответствующего помехе, сводится к задаче измерения амплитуды радиосигнала при неизвестном расстоянии, связанном с частотой СРЧ $\omega = 4\Delta\omega_d r / cT_{мод}$, и неизвестной начальной фазе.

Вначале рассмотрим случай, когда имеется возможность оценить амплитуду помехи без воздействия на нее полезного сигнала. На практике это соответствует случаю, когда есть возможность оценивать параметры помехи на пустом резервуаре.

Для синтеза алгоритма оценки амплитуды можно использовать метод максимального правдоподобия [3,4], согласно которому оценка амплитуды совпадает с положением наибольшего максимума логарифма функции правдоподобия. Однако при неизвестных амплитуде, расстоянии и начальной частоте логарифм функции правдоподобия зависит от трех неизвестных параметров

$$\Lambda\left(S_c, r, \varphi_c\right) = \frac{2}{N_0}\int_0^{T_{мод}/2}\left\{y(t)S_c s_1\left(t, r, \varphi_c\right) - \frac{1}{2}S_c^2 s_1^2\left(t, r, \varphi_c\right)\right\}dt, \tag{2}$$

где $s_1\left(t, r, \varphi_c\right) = cos\left[\omega_0\, 2r/c + 4\Delta\omega_d rt / cT_{мод} + \varphi_c\right]$ - опорный сигнал с единичной амплитудой;

N_0 - спектральная плотность мощности белого шума.

Оценка максимального правдоподобия амплитуды определяется по соотношению [3]

$$S_c\left(r, \varphi_c\right) = \int_0^{T_{мод}/2} y(t)s_1\left(t, r, \varphi_c\right)dt \Big/ \int_0^{T_{мод}/2} s_1^2\left(t, r, \varphi_c\right)dt = I_1/I_2\,. \tag{3}$$

Поставив (1) в (3), вычисляя интегралы, получим

$$\begin{aligned} I_1 = {} & \frac{S_0 T_{мод}}{4} cos\left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c}\left(r + r_0\right) + \varphi_c + \varphi_0\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d\left(r + r_0\right)/c\right]}{\Delta\omega_d\left(r + r_0\right)/c} + \\ & + \frac{S_0 T_{мод}}{4} cos\left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c}\left(r - r_0\right) + \varphi_c - \varphi_0\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d\left(r - r_0\right)/c\right]}{\Delta\omega_d\left(r - r_0\right)/c}\,. \end{aligned} \tag{4}$$

$$I_2 = \frac{T_{мод}}{4}\left\{cos\left[\frac{\left(2\omega_0 + \Delta\omega_d\right)2r}{c} + 2\varphi_c\right]\frac{sin\left(\Delta\omega_d\, 2r/c\right)}{\Delta\omega_d\, 2r/c} + 1\right\}. \tag{5}$$

Из выражений (3), (4) и (5) видно, что при $\Delta r = 0$ и $\Delta\varphi = 0$ величина числителя I_1 равно величине знаменателя I_2, то есть оценка амплитуда будет несмещенной. В этом случае погрешность оценки амплитуды определяется только шумом. Дисперсия оценки рассчитывается по соотношению [3,4]

$$D_{\hat{S}_c} = N_0/\tau_u\,, \tag{6}$$

где τ_u - длительность СРЧ. В работе принято, что $\tau_u = T_{мод}/2$.

Рассмотрим погрешности оценки амплитуды в зависимости от ошибки измерения расстояния ($\Delta r = r - r_0$) и начальной фазы ($\Delta\varphi = \varphi_c - \varphi_0$) для случаев измерения очень малых расстояний (относительной частоты $\omega T_{мод}/2\pi \le 1...2$) и достаточно больших расстояний ($\omega T_{мод}/2\pi \ge 3...4$).

Оценка амплитуды на очень малых расстояниях. В этом случае множитель вида $sinz/z$ имеет существенное значение. Поэтому нельзя пренебречь слагаемые с удвоенной частотой. Для анализа погрешности оценки амплитуды для различных значений ошибки Δr и $\Delta\varphi$ воспользуемся среднеквадратическим критерием

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\left(\hat{S}_c - S_0\right)^2}\,, \tag{7}$$

где K - число расчетных точек на интервале расстояния, равном длине волны. В работе принято, что $K = 30$.

Результаты моделирования показаны на рисунках 1 и 2. Условия проведения моделирования: несущая частота передатчика и диапазон перестройки несущей частоты соответственно равны 10 ГГц и 1 ГГц. Моделирование осуществлялось при отношении сигнал/шум 70 дБ. На рисунке 1 приведены среднеквадратические ошибки (СКО) оценки амплитуды при $\Delta\varphi = 0$. Графики 1, 2 и 3 соответствуют случаем для $\Delta r = 5$ мм, $\Delta r = 3$ мм, $\Delta r = 1$ мм. На рисунке 2 – СКО оценки амплитуды при $\Delta r = 0$. Графики 1, 2 и 3 соответствуют случаям для $\Delta\varphi = 30^0$, $\Delta\varphi = 20^0$, $\Delta\varphi = 10^0$.

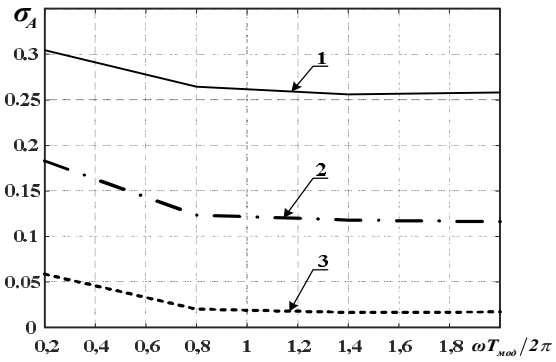


Рис. 1. СКО оценки амплитуды при различных ошибках оценки расстояния

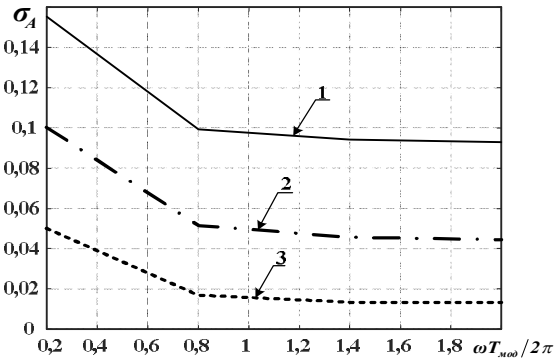


Рис. 2. СКО оценки амплитуды при различных ошибках оценки начальной фазы

Из рисунков 1 и 2 видно, что увеличение ошибок Δr и $\Delta\varphi$ приводит к возрасту погрешностей оценки амплитуды. Кроме того, ошибка оценки амплитуды значительно увеличивается при пониженной относительной частоте ($\omega T_{мод}/2\pi \le 0{,}8$).

Оценка амплитуды на достаточно больших расстояниях

В этом случае слагаемый с удвоенной частотой можно пренебречь, поскольку значение множителя вида $sinz/z$ стремится к нулю. Следовательно, оценка амплитуды можно определить так

$$\hat{S}_c\left(r,\varphi_c\right)=S_0 cos\left[\frac{2\omega_0+\Delta\omega_d}{c}\left(r-r_0\right)+\varphi_c-\varphi_0\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d\left(r-r_0\right)/c\right]}{\Delta\omega_d\left(r-r_0\right)/c}. \quad (8)$$

Погрешность оценки амплитуды определяется в соответствии с следующей формулой

$$\Delta S\left(r,\varphi_c\right)=\hat{S}_c-S_0=S_0\left\{cos\left[\frac{2\omega_0+\Delta\omega_d}{c}\left(r-r_0\right)+\varphi_c-\varphi_0\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d\left(r-r_0\right)/c\right]}{\Delta\omega_d\left(r-r_0\right)/c}-1\right\}. \quad (9)$$

Из выражения (8) видно, ошибка измерения амплитуды имеет колебательный характер. Нулевая ошибка возникает лишь, когда $r=r_0$ и $\varphi=\varphi_0$. Максимальное значение погрешностей равно $2S_0$. Рассмотрим частные случаи.

Случай 1: Погрешность оценки расстояния равна нулю, то есть $\Delta r=0$. В этом случае возникает смещение ошибки, величина которой определяется, так:

$$\Delta S=S_0\left(cos\Delta\varphi-1\right). \quad (10)$$

где ошибки $\Delta\varphi=\varphi_c-\varphi_0$ - выражены в градусах.

Результат моделирования показан на рисунке 3. Условия проведения моделирования те же самые, что и для получения графика, приведенного на рисунке 1.

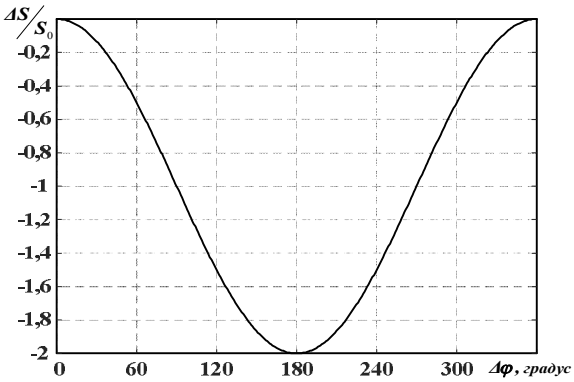


Рис. 3. Погрешности оценки амплитуды в зависимости от точности оценки фазы

Случай 2: погрешность оценки начальной фазы равна нулю, то есть $\Delta\varphi=0$. Погрешность в этом случае вычисляется по формуле

$$\Delta S=S_0\left\{cos\left(\frac{2\omega_0+\Delta\omega_d}{c}\Delta r\right)\frac{sin\left(\Delta\omega_d\Delta r/c\right)}{\Delta\omega_d\Delta r/c}-1\right\}. \quad (11)$$

Результат моделирования приведен на рисунке 4. Условия проведения моделирования такие же самые, что и для получения графика, приведенного на рисунке 3.

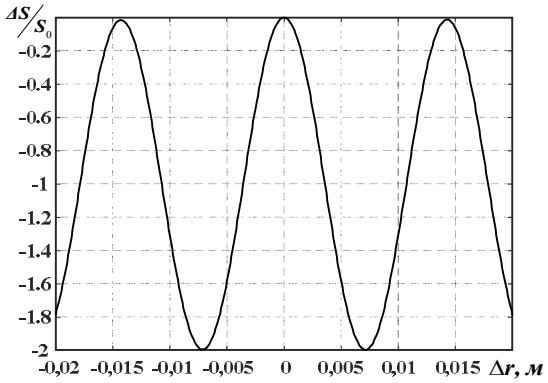


Рис. 4. Погрешности оценки амплитуды в зависимости от точности измерения расстояния

Из рисунка 4 видно, что погрешности оценки амплитуды имеют быстро осциллирующий характер с огибающими, определяемыми множителем вида $(sinz/z)$-1 .

Необходимо отметить, что результаты моделирования полностью совпадают с результатами расчетов по (9, 10, 11).

Однако применение на практике показывает, что оценка параметров сигнала, соответствующего отражению от МО, может изменяться в зависимости от диэлектрических свойств отражающей поверхности в резервуаре. Кроме того, из-за деформации или термического расширения элементов конструкции расстояние от уровнемера до МО может быть изменено. Поэтому для повышения достоверности информаций о МО при измерении расстояния до поверхности отражателя необходимо непосредственно измерять параметры МО, то есть измерение параметров МО осуществляется при наличии сигнала, отраженного от полезной поверхности. В этом случае полезный сигнал играет роль, как мешающий отражатель. С учетом мешающей составляющей СРЧ имеет в виде

$$\zeta(t) = s_c(t) + s_n(t) + n(t) = S_0 \times cos\left[\frac{\omega_0 2r_0}{c} + \frac{4\Delta\omega_d r_0 t}{cT_{мод}} + \varphi_0\right] + \\ + S_n cos\left[\frac{\omega_0 2r_n}{c} + \frac{4\Delta\omega_d r_n t}{cT_{мод}} + \varphi_n\right] + n(t)\ , \tag{12}$$

где S_n - амплитуда сигнала, отраженного от отражающей поверхности;

r_n - расстояние до уровня жидкости в резервуаре;

φ_n - фаза сигнала, обусловленная фазовой характеристикой ЧМ дальномера и диэлектрическими свойствами отражающей поверхности.

Поставив (12) в (3), вычисляя интеграл, пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, при $\omega T_{мод}/2\pi \gg 1$ получаем ошибку оценки амплитуды в случае наличии мешающей составляющей, величина которой определяется так:

$$\hat{S}_c(r,\varphi_c) = S_0 cos\left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c}(r - r_0) + \varphi_c - \varphi_0\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d (r - r_0)/c\right]}{\Delta\omega_d (r - r_0)/c} + \\ + S_n cos\left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c}(r - r_n) + \varphi_c - \varphi_n\right]\frac{sin\left[\Delta\omega_d (r - r_n)/c\right]}{\Delta\omega_d (r - r_n)/c}\ . \tag{13}$$

Из (13) следует, что функция $\hat{S}_c(r,\varphi_c)$ представляет сумму двух колебания с одинаковой частотой и огибающей, определяемой множителем вида $sinz/z$.

На рисунке 5 показаны мгновенные погрешности оценки амплитуды в зависимости от расстояния между полезным и мешающим отражениями ($\Delta\delta = r_0 - r_n$). График получен при $\Delta r = 0$ и $\Delta\varphi = 0$. Отношение сигнал/помеха равна 6 дБ.

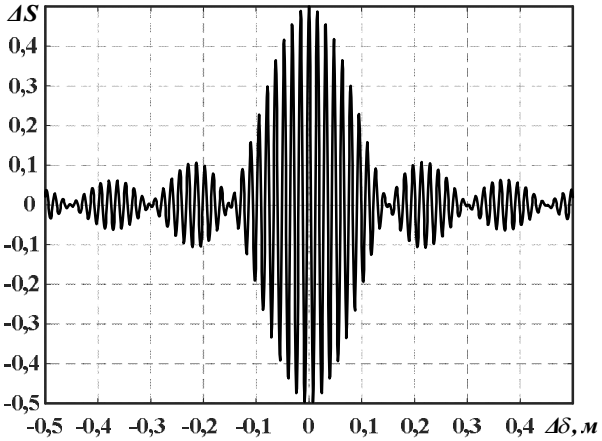


Рис. 5. Погрешности оценки амплитуды в зависимости от относительного расстояния

Анализ рисунка 5 показывает, что из-за влияния мешающей составляющей погрешность оценки амплитуды увеличиваются. Особенно при $\Delta\delta < 0{,}1$ м наблюдается максимальное влияние, что приводит к существительному увеличению ошибки оценки амплитуды.

Для анализа влияния помеховой составляющей на точность оценку амплитуды используем формулу (7). Результаты моделирования приведены на рисунке 6. Графики 1, 2 и 3 соответственно означают СКО оценки амплитуды в зависимости от относительного расстояния до мешающего отражателя при отношении сигнал/помеха равном 6 дБ, 10 дБ и 20 дБ. Основной вклад в погрешность оценки амплитуды сигнала будет вносить влияние помехового сигнала. Погрешности оценки расстояния и фазы [5] влияют менее существенно.

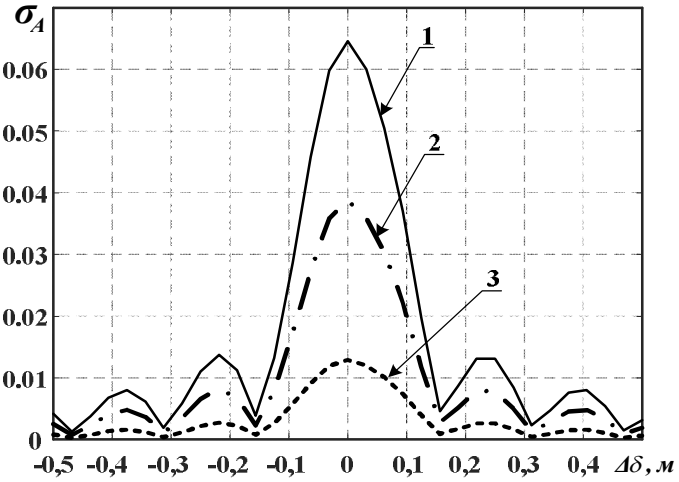


Рис. 6. СКО оценки амплитуды для различных отношений сигнал/помеха

В работе проведен анализ возможности оценки амплитуды при наличии мешающей составляющей с помощью метода максимального правдоподобия. Полученные результаты позволяют определить требования о точностях измерения расстояния и начальной фазы для точности оценки амплитуды.

Библиографический список

1. Винницкий А. С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. - М.: Сов. радио, 1961, - 495 с.
2. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. - М.: Радио и связь, 1989. - 236 с.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио связь, 1983, - 320 с.
4. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978, – 296 с.
5. Паршин, В. С. Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 22-26. – EDN NWHKGI.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ОЦЕНКА РАССТОЯНИЯ ДО ОТРАЖАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ПРИ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ПОМЕХА, МЕНЬШЕМ ЕДИНИЦЫ

В.С. Паршин, В.Д. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ducnguyenvan15043003@gmail.com

Аннотация. На практике в системах автоматического контроля за уровнем содержимого в технологических резервуарах часто возникает ситуация, когда интенсивность сигнала, отраженного от дна резервуара, превышает интенсивность полезного сигнала. В работе проведен анализ возможности измерения дальности до отражающей поверхности в этом случае. Показано, что снизить погрешность измерения расстояния до полезной отражающей поверхности при наличии мешающих отражений с отношением сигнал/помеха менее единицы можно за счет комбинации метода максимального правдоподобия и компенсации помехи. В работе проанализировано влияние паразитной амплитудной модуляции на результаты измерения.

Ключевые слова: метод максимального правдоподобия, спектральная плотность, ошибка измерения, отношение сигнал/помеха, паразитная амплитудная модуляция.

ESTIMATION OF THE DISTANCE TO THE REFLECTING SURFACE AT SIGNAL/INTERFERENCE RATIO LESS THAN UNIT

V.S. Parshin, V.D. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, ducnguyenvan15043003@gmail.com

The summary. In practice, in automatic control systems for the level of contents in technological tanks, a situation often arises when the intensity of the signal reflected from the bottom of the tank exceeds the intensity of the useful signal. The paper analyzes the possibility of measuring the range to a reflective surface in this case. It is shown that the error in measuring the distance to a useful reflecting surface in the presence of interfering reflections with a signal-to-noise ratio of less than one can be reduced by combining the maximum likelihood method and interference compensation. The work analyzes the influence of parasitic amplitude modulation on the measurement results.

Keywords: maximum likelihood method, spectral density, measurement error, signal-to-noise ratio, spurious amplitude modulation.

Модель сигнала

При измерении расстояния до отражающей поверхности с помощью дальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала (ЧМ-дальномера) не исключена ситуация, когда отношение сигнал/помеха меньше единицы. В качестве примера можно указать измерение расстояния до уровня радиопрозрачной жидкости, расположенной вблизи дна резервуара. Отражения от дна резервуара – мешающие отражения (МО) и будут являться помехой.

Сигнал разностной частоты (СРЧ), снимаемый с выхода смесителя ЧМ дальномеров, обычно представляется в виде [1, 2]

$$y(t) = S_c cos\left[\omega_0\tau_з + \frac{2\Delta\omega_d\tau_з}{T_{мод}}t + \varphi_c(\tau_з)\right] + S_n cos\left[\omega_0\tau_n + \frac{2\Delta\omega_d\tau_n}{T_{мод}}t + \varphi_n(\tau_n)\right] + n(t), \quad (1)$$

где S_c, S_n - соответственно амплитуды полезного сигнала и сигнала, отраженного от дна резервуара;

ω_0 - минимальное значение несущей частоты передатчика;

$\Delta\omega_d$ - диапазон перестройки частоты передатчика;

$T_{мод}$ - период модуляции несущего колебания;

$\tau_з$ и τ_n - задержки времени, соответствующие расстоянию до отражающей поверхности и МО;

$\varphi_c(\tau_з)$, $\varphi_n(\tau_n)$ - фазы полезного сигнала и МО,

$n(t)$ - белый нормальный шум.

Алгоритмы оценки расстояния

Как правило, в ЧМ-дальномерных системах частота СРЧ обычно измеряется по положению [3, 4] максимальной спектральной составляющей амплитудного спектра $A(\omega)$, то есть

$$A(\hat{\omega}) = \max_{\omega}\{A(\omega)\}. \quad (2)$$

Величина оценки расстояния $\hat{R}$ связана с величиной оценки частоты $\hat{\omega}$ известным соотношением

$$\hat{R} = \hat{\omega}T_{мод}c/4\Delta\omega_d. \quad (3)$$

Влияние МО приводит к увеличению погрешности измерения расстояния. Заметим, что максимальное значение погрешности, выраженное в мм, можно рассчитать по формуле

$$\Delta R_{макс} \approx 2\pi Z10^{11}/\sqrt{q_{c/n}}\Delta\omega_d, \quad (4)$$

где константа $Z = 1$ имеет размерность мм/Гц; $q_{c/n}$ - отношение сигнал/помеха.

При измерении расстояния до полезного отражателя использование алгоритма (2) приводит к очень большим погрешностям, вплоть до десятков см., в зависимости от диапазона перестройки и отношении сигнал/помеха. Когда отношение сигнал/помеха меньше единицы, то при использовании алгоритма (2) будет измеряться расстояние не до полезного отражателя, а «кажущееся» расстояние до дна резервуара.

Важно, что спектральная плотность полезного сигнала всегда находится «влево» от спектральной плотности сигнала, отраженного от дна, поскольку частота сигнала, соответствующего расстоянию до полезного отражателя, меньше частоты помехового сигнала. Поэтому в случае разрешения спектральных плотностей сигнала и помехи всегда можно провести измерения, используя «левую» максимальную спектральную составляющую.

На рисунке 1 приведены мгновенные погрешности измерения расстояния в зависимости от относительного расстояния Δr до дна резервуара, величина которых определяется так

$$\Delta R = \hat{R} - R_{ист}, \tag{5}$$

где $R_{ист}$ - истинное расстояние.

Для уменьшения влияния боковых лепестков спектральной плотности сигнала, соответствующего отражению от МО, использована весовая функция Блэкмана [5]. График, полученный с ее помощью, представлен на рисунке 1 (зависимость 1а)

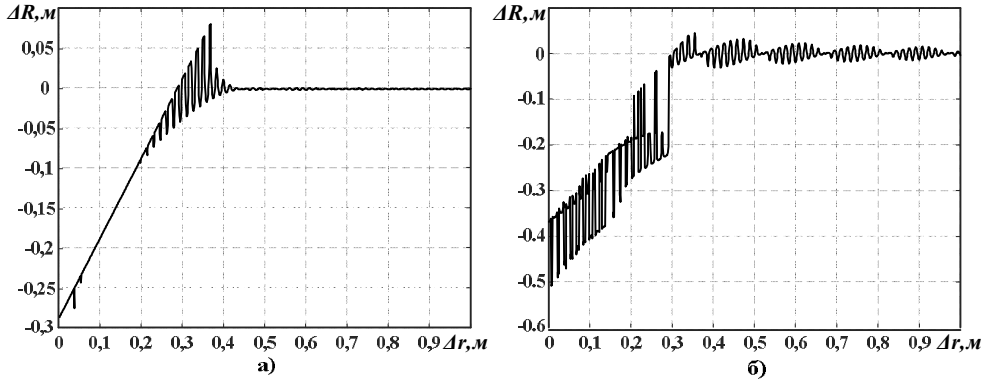


Рис. 1. Мгновенные ошибки оценки расстояния

Графики получены с помощью моделирования. Условия проведения моделирования: несущая частота равна 10 ГГц, диапазон перестройки частоты передатчика составляет 1 ГГц. Отношения сигнал/помеха и сигнал/шум соответственно равны -6 дБ и 70 дБ.

Из рисунка 1 видно, что наличие МО с отношением сигнал/помеха менее единицы приводит к аномальным ошибкам. Использование весовых функций позволяет уменьшить влияние боковых лепестков спектральной плотности помехи на результат измерения. Однако это приводит к расширению зоны возникновения аномальных ошибок измерений.

Предложены и исследованы различные подходы для измерения расстояния в случае наличии сильных помех. Прежде всего необходимо отметить использование методов параметрического спектрального анализа [6, 7]. К недостаткам этих методов относятся неустойчивость спектральных оценок, появление ложных спектральных пиков, чувствительность к паразитной амплитудной модуляции и нелинейным искажениям СРЧ.

Предложено использование для измерения расстояния при наличии мощных мешающих отражений комбинации метода максимального правдоподобия и компенсации мешающих отражений. Для компенсации помеховых сигналов требуется сформировать компенсирующий сигнал, то есть необходимо оценивать параметры помехи (τ_n, S_n и φ_n). Оценка таких параметров будет производиться с ошибками, обусловленными воздействием полезного сигнала.

Для минимизации погрешностей оценки параметров помехи наиболее целесообразно воспользоваться методом максимального правдоподобия. Вид логарифма функции правдоподобия (ЛФП) на интервале $(0,T_{мод}/2)$ хорошо известен [3, 4]

$$ln\left\{\Lambda\left[S_n,\tau_n,\varphi_n\right]\right\} = \frac{2}{N_0}\int_0^{T_{мод}/2}\left\{y(t)S_{оп}\left[t,S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}\right] - \frac{1}{2}S_{оп}^2\left[t,S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}\right]\right\}dt, \tag{6}$$

где $S_{оп}\left[t,S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}\right]$ - опорный сигнал; N_0 - спектральная плотность белого шума.

Вычисляя интеграл в (6), пренебрегая слагаемым с удвоенной частотой, находим, что сигнальная функция будет равна сумме двух сигнальных функций

$$q\left(S_c,\tau_з,\varphi_c,S_n,\tau_n,\varphi_n\right)=q_c\left(S_c,\tau_з,\varphi_c\right)+q_n\left(S_n,\tau_n,\varphi_n\right)=$$
$$\frac{S_c S_{оп} T_{мод}}{2N_0}\cos\left[\omega_0\left(\tau_з-\tau_{оп}\right)+\varphi_c\left(\tau_з\right)-\varphi_{оп}\left(\tau_{оп}\right)\right]\times\frac{\sin\left\{\Delta\omega_d\left(\tau_з-\tau_{оп}\right)/2\right\}}{\Delta\omega_d\left(\tau_з-\tau_{оп}\right)/2}+ \quad (7)$$
$$+\frac{S_n S_{оп} T_{мод}}{2N_0}\cos\left[\omega_0\left(\tau_n-\tau_{оп}\right)+\varphi_n\left(\tau_n\right)-\varphi_{оп}\left(\tau_{оп}\right)\right]\times\frac{\sin\left\{\Delta\omega_d\left(\tau_n-\tau_{оп}\right)/2\right\}}{\Delta\omega_d\left(\tau_n-\tau_{оп}\right)/2}\ .$$

Особенностью сигнальной функции (7) является ее многоэкстремальный характер. Взаимное влияние функций $q_c\left(S_c,\tau_з,\varphi_c\right)$ и $q_n\left(S_n,\tau_n,\varphi_n\right)$ приводит к изменению величины экстремумов. Величина экстремума, соответствующего измеряемому расстоянию, может не быть максимальной. Однако его смещение, согласно [8], будет незначительным.

Согласно [8] смещение максимума сигнальной функции $q\left(S_c,\tau_з,\varphi_c,S_n,\tau_n,\varphi_n\right)$,включая главный, под воздействием полезного сигнала, при $S_n \geq S_c$ можно определить по формуле

$$\Delta\tau\left(\tau_x\right)=\tau_n-\frac{1}{\omega_0}arctg\left\{\frac{S_n sin\left[z_1\right]+S_x sin\left[z_2\right]}{S_n cos\left[z_1\right]+S_x cos\left[z_2\right]}\right\}, \quad (8)$$

где $S_x=S_c\left\{sin\left[\Delta\omega_d\left(\tau_з-\tau_x\right)/2\right]/\Delta\omega_d\left(\tau_з-\tau_x\right)/2\right\}$- значение огибающей сигнальной функции $q_c\left(S_c,\tau_з,\varphi_c\right)$; $z_1=\omega_0\tau_n+\varphi_n-\varphi_{оп}$; $z_2=\omega_0\tau_з+\varphi_c-\varphi_{оп}$.

Использование следящего измерителя [8], основанного на особенностях функции (7), позволяет непрерывно осуществлять измерение времени задержки, то есть расстояния до МО.

Использование особенностей функции правдоподобия позволяет получить оценку фазы [9], соответствующей мешающему отражателю.

Полученные оценки фазы и расстояния до мешающего отражателя используются для формирования опорного сигнала для оценки амплитуды в соответствии с формулой [3,4]

$$\hat{S}_n=\int_0^{T_{мод}/2} y(t)s_1(t)dt\Big/\int_0^{T_{мод}/2} s_1^2(t)dt, \quad (9)$$

где $s_1(t)$ - опорный сигнал с единичной амплитудой, то есть $S_{оп}=1$.

После определения параметров помехи можно сформировать компенсирующий сигнал в виде

$$S_{комп}=\hat{S}_n cos\left[\omega_0\hat{\tau}_n+2\Delta\omega_d\hat{\tau}_n t/T_{мод}+\hat{\varphi}_n\left(\hat{\tau}_n\right)\right], \quad (10)$$

где $\hat{S}_n,\hat{\tau}_n$ и $\hat{\varphi}_n$ - оценки параметров помехового сигнала.

Следовательно, что результирующий СРЧ после компенсации помехи можно представить в виде

$$S_p(t)=y(t)-S_{комп}(t)=S_c cos\left[\omega_0\tau_з+2\Delta\omega_d\tau_з t/T_{мод}+\varphi_c\right]+$$
$$+S_n cos\left[\omega_0\tau_n+2\Delta\omega_d\tau_n t/T_{мод}+\varphi_n\right]-\hat{S}_n cos\left[\omega_0\hat{\tau}_n+2\Delta\omega_d\hat{\tau}_n t/T_{мод}+\hat{\varphi}_n\right]+n(t)\ . \quad (11)$$

Таким образом, процедура оценки расстояния до полезного отражателя при наличии МО с отношением сигнал/помеха меньше единицы заключается в следующем:

1. Используя метод максимального правдоподобия, необходимо произвести оценку расстояния, амплитуды и фазы СРЧ, соответствующего отражению от МО.

2. Полученные параметры необходимо использовать для формирования компенсирующего сигнала.

3. После компенсации помех использовать алгоритм (2) для оценки расстояния до полезной отражающей поверхности.

Результаты моделирования

На рисунке 2 показаны мгновенные погрешности измерения расстояния в зависимости от относительно расстояния Δr полезного отражателя до дна резервуара. Условия моделирования такие же, как и для получения графиков, представленных на рисунке 1.

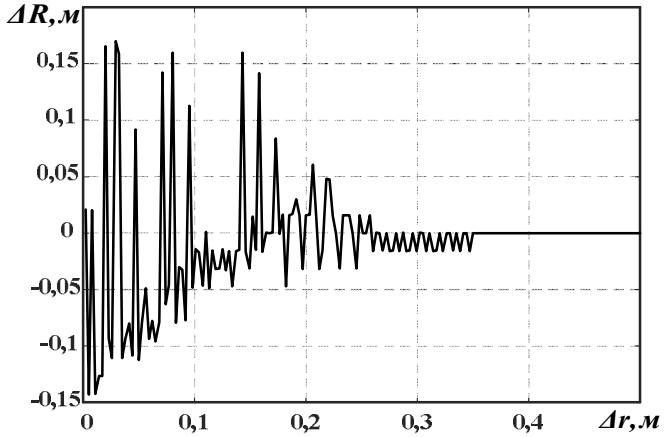


Рис. 2. Погрешности измерения расстояния

При каждом измерении расстояния с помощью ММП производилась оценка параметров сигнала, соответствующего отражению от дна резервуара. После компенсации помехи оценка дальности до отражающей поверхности осуществлялась с помощью алгоритма (2). Анализ рисунка 2 показывает, что при наличии помехи с отношением сигнал/помеха меньше единицы возможно точное измерение расстояние до отражающей поверхности. Однако при расстоянии полезного отражателя до дна, примерно меньшем 20 см, возникают аномальные ошибки. Это объясняется тем, что на таком расстоянии оценка параметров помех осуществлялась с повышенной ошибкой.

Еще одним фактором, приводящим к увеличению погрешности измерения расстояния до отражающей поверхности, является наличие паразитной амплитудной модуляции (ПАМ). Влияние ПАМ приводит и к ошибкам при оценке параметров СРЧ, и к искажению самой формы сигнала, следствием чего является увеличение погрешностей измерения. В этом случае СРЧ можно представить в виде

$$\xi(t) = y(t) f(t), \tag{12}$$

где $f(t)$ - функция, описывающая ПАМ.

В данной работе принято, что ПАМ представляет собой монотонную функцию с коэффициентом μ, определяемым следующим образом

$$\mu = \frac{S_{СРЧ\ макс} - S_{СРЧ\ мин}}{S_{СРЧ\ макс}}, \tag{13}$$

где значения $S_{СРЧ\ мин}$ и $S_{СРЧ\ макс}$ соответствуют минимальному и максимальному значениям огибающей СРЧ с учетом ПАМ.

При $\mu = 0$ СРЧ не модулирован по амплитуде, а при $\mu = 1$ наблюдается максимальное влияние ПАМ.

Для оценки влияния ПАМ на точность измерения расстояния используется среднеквадратический критерий

$$\sigma_R = \sqrt{\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\left(\hat{R}_i - R_{i\,ист}\right)^2}, \qquad (14)$$

где K - число расчетных точек на интервале расстояния, равном длине волны. В данной работе принято, что $K = 30$.

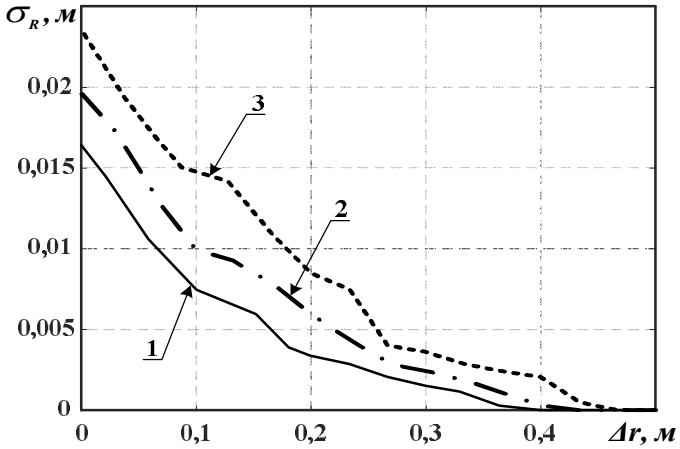


Рис. 3. Погрешности измерения расстояния при различных ПАМ

На рисунке 3 показаны погрешности измерения расстояния при различных ПАМ. Отношения сигнал/помеха, сигнал/шум соответственно равны -6 дБ и 70 дБ. График 1 соответствует СКО оценки расстояния при $\mu = 0{,}1$. Графики 2 и 3 - СКО оценки расстояния при $\mu = 0{,}4$, $\mu = 0{,}7$.

Из рисунка 3 видно, что увеличение коэффициент μ приводит к увеличению погрешности измерения расстояния. Это объясняется увеличением ошибок оценки параметров помехи.

Заключение

Показано, что уменьшить погрешность измерения расстояния при наличии МО с отношением сигнал/помеха менее единицы можно за счет использования метода максимального правдоподобия (для оценки параметров сигнала) и компенсации помехи. Ошибка в измерении расстояний возникает из-за того, что параметры помехи определяются с ошибками, и, как следствие, компенсирующий сигнал формируется неточно.

Библиографический список

1. Винницкий А. С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. - М.: Сов. радио, 1961, - 495 с.

2. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. - М.: Радио и связь, 1989. - 236 с.

3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио связь, 1983, - 320 с.

4. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978, – 296 с.

5. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. –1978. – Т. 66. – №1. – С. 60-96.

6. Марпл С.П.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. под ред. О.И. Хабарова и Г.А. Сидоровой. М.: Мир, 1990. 584 с.

7. Паршин, В. С. Повышение точности измерения дальности ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений с помощью методов параметрического спектрального анализа / В. С. Паршин, А. А. Багдагюлян // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 2006. – № 18. – С. 46-50. – EDN JWZNBT.

8. Паршин В.С. Следящий измеритель частоты сигнала биений радиодальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала // Труды Российского общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. 2008. № 10. С. 395-398.

9. Паршин, В. С. Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 22-26. – EDN NWHKGI.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АНАЛИЗ НЕЖЕЛАТЕЛЬНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В ВЫХОДНОМ КОЛЕБАНИИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА НАНОСПУТНИКА

И.Р. Малинин, Е.В. Васильев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, og368ml@gmail.com

Аннотация. В работе проводится анализ сигнально-помеховой обстановки в радиопередатчике наноспутника. Приведена структурная схема передатчика и проведен анализ нежелательных компонентов выходного спектра. Для оценки помех проведены измерения, снятые с прототипа устройства, моделирование и теоретический расчет основных узлов схемы – смесителя, синтезатора прямого цифрового синтеза (DDS-синтезатора) и синтезатора с петлей ФАПЧ (PLL-синтезатора). Произведена оценка значимости помеховых составляющих и предложены варианты их подавления.

Ключевые слова: радиопередатчик, наноспутник, прямой цифровой синтез (DDS), фазовая автоподстройка частоты (PLL).

ANALYSIS OF UNDESIRABLE SPECTRAL COMPONENTS IN THE OUTPUT OSCILLATION OF A NANOSATELLITE RADIO TRANSMITTER

I.R. Malinin, E.V. Vasilyev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, og368ml@gmail.com

The summary. This paper discusses analysis of signal-noise environment in nanosatellite transmitter. A block diagram of transmitter is presented along with analysis of undesirable spectral components. To assess the noise components, measurments of prototype devise, modelling and theoretical calculations of main circuit components – a mixer, a direct digital synthesis synthesizer (DDS) and a synthesizer with a phase-locked loop (PLL), – are conducted. The significance of the interference components was assessed and options for their suppression were proposed.

Keywords: radiotransmitter, nanosatelite, direct digital synthesis (DDS), phase-locked loop (PLL).

В течение последних 20 лет, с момента первого запуска, наноспутники развиваются и набирают всё бóльшую популярность в качестве инструмента для изучения космоса. Малые космические аппараты выполняют широкий спектр функций – от передачи любительских радиосообщений, данных телеметрии и изображений с орбиты, до сбора полноценных научных данных, например информации о напряженности электромагнитного поля или уровне радиопомех вокруг Земли.

Оптимизация параметров приёмо-передающих устройств и улучшение качества сигнала являются важной частью проектирования малых космических аппаратов. В качестве прототипа для анализа и оптимизации использован передатчик университетского наноспутника. Он работает в диапазоне Любительской спутниковой службы радиосвязи, на частоте

437 МГц, и построен по супергетеродинной схеме, с использованием DDS- и PLL-синтезаторов частоты. Структурная схема приведена на рисунке 1.

Работа в диапазоне частот 400 – 500 МГц обуславливает крайне малое влияние космических и атмосферных шумов. Кроме того, выходную мощность передатчика (порядка 100 мВт на канал), в условиях автономной работы и батарейного питания, будем считать оптимальной. В связи с этим, анализ передатчика стоит ограничить сигнально-помеховой обстановкой внутри устройства.

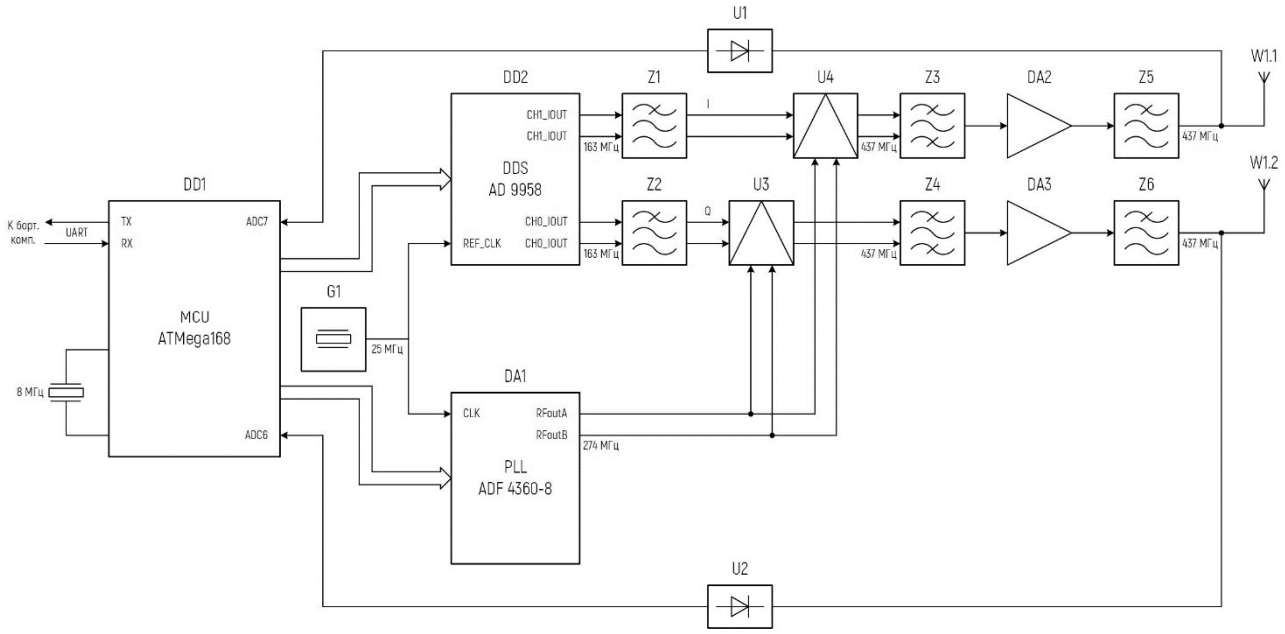


Рис. 1. Структурная схема передающего устройства

Сигнально-помеховая обстановка

Первичная оценка сигнально-помеховой обстановки основана на спектре выходного сигнала, снятого с прототипа и приведенного на рисунке 2.

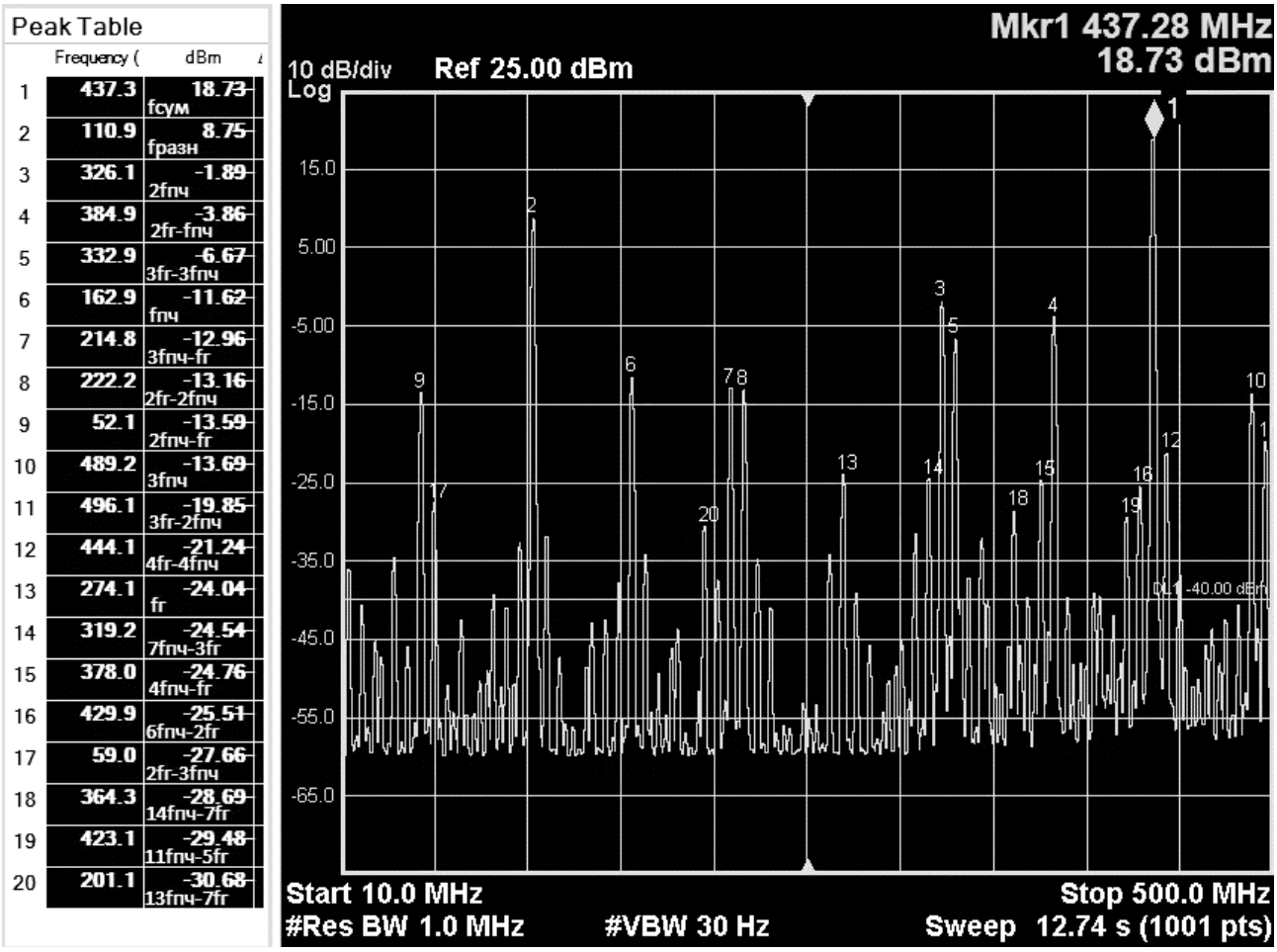


Рис. 2. Спектр выходного сигнала

Очевидно, спектр выходного сигнала имеет большое количество нежелательных составляющих. Одна из причин – необходимость использования зеркального канала, находящегося на частоте 111 МГц. В связи с этим полосовая фильтрация спектра после смесителя в передатчике сведена к минимуму (позиции Z3 и Z4 структурной схемы не включены в прототип).

При расчете комбинационных частот становится ясно, что интермодуляционные помехи, возникающие на смесителе, оказывают наибольшее влияние на спектр – их уровень достигает -20 дБн. Такой уровень помех может оказывать влияние на прием сигнала наноспутника и «загрязняет» эфир.

Разработка и введение в схему двухполосного фильтра (на 111 и 437 МГц) позволит значительно подавить большую часть интермодуляционных составляющих, но для начала обратимся ещё к нескольким источникам помех. Синтезаторы частот, используемые в передатчике, вносят нежелательные составляющие спектра до смесителя – а значит после переноса частоты эти составляющие будут многократно повторяться, не только в полосе полезного сигнала, но и на частотах комбинационных составляющих. При значительном уровне подобных помех это приведет к сильному зашумлению спектра, поэтому важно произвести оценку и устранение данных составляющих до переноса частоты.

Шумы DDS-синтезатора

В качестве генератора промежуточной частоты в схеме выступает DDS-синтезатор AD9958. Он тактируется от опорного генератора 25 МГц, эта частота умножается на 20 на

встроенном PLL-умножителе для получения тактовой частоты 500 МГц (максимально возможной в данном устройстве).

На диапазон выходных частот DDS-синтезатора накладывается важное ограничение – согласно критерию Найквиста, тактовая частота должна вдвое превышать выходную. На практике, качественный сигнал можно получить не более чем на 1/3 тактовой частоты [1].

В связи со спецификой прямого цифрового синтеза сглаживание дискретного сигнала на ЦАП необходимо осуществлять для подавления побочных компонентов спектра (образов) с частотами $n \cdot f_{clk} \pm f_{out}$, где n – целое число, f_{clk} – тактовая частота, f_{out} – выходная частота. Амплитуда сигнала и образов соответствует огибающей sin(x)/x с нулями на частотах, кратных f_{clk}. В случае $f_{out} = f_{clk}/3$ первый побочный компонент имеет амплитуду порядка -3 дБн [2]. Действительно, при построении модели спектра (рисунок 3), видно, что первый образ сигнала имеет амплитуду -3,3 дБн.

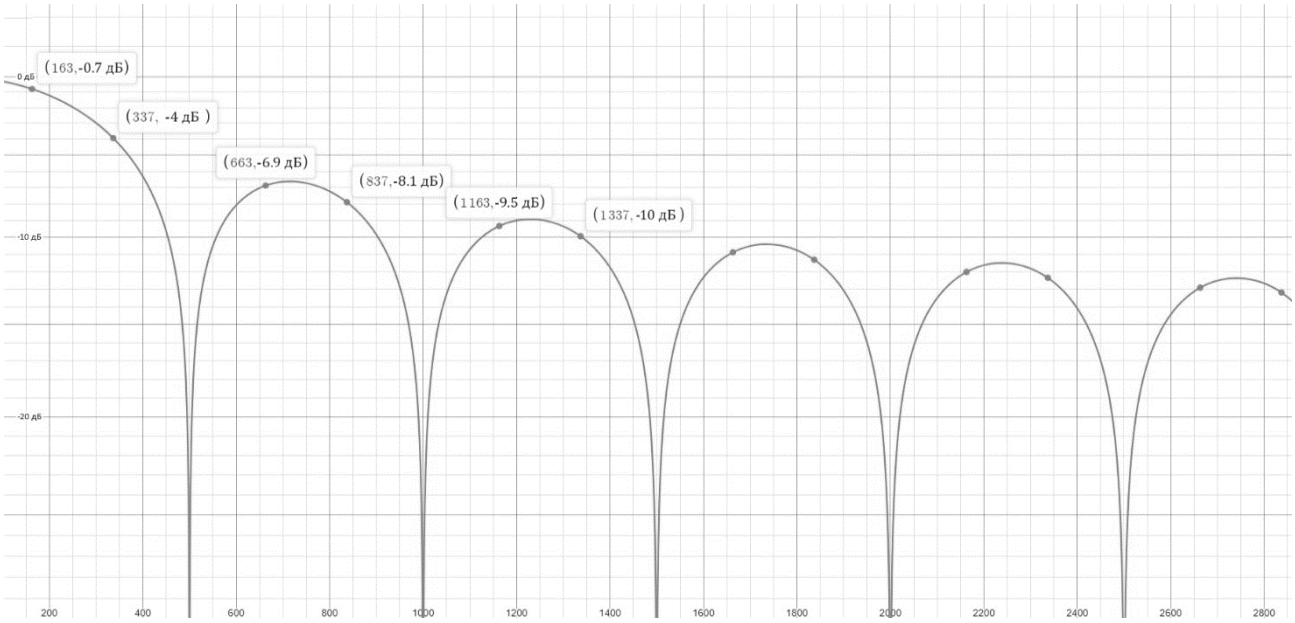


Рис. 3. Спектр выходного сигнала DDS-синтезатора

Основной метод устранения образов сигнала – включение в схему НЧ-фильтра на выходе синтезатора (позиции Z1 и Z2 структурной схемы). Частота среза такого фильтра находится в районе $f_{clk}/2$ (из необходимости фильтрации образов следует требование $f_{out} = f_{clk}/3$, для получения достаточного расстояния между сигналом и первым образом).

Для дальнейшего анализа шумов DDS-синтезатора построена модель НЧ-фильтра, используемая в передатчике наноспутника. Её схема и АЧХ представлены на рисунках 4 и 5.

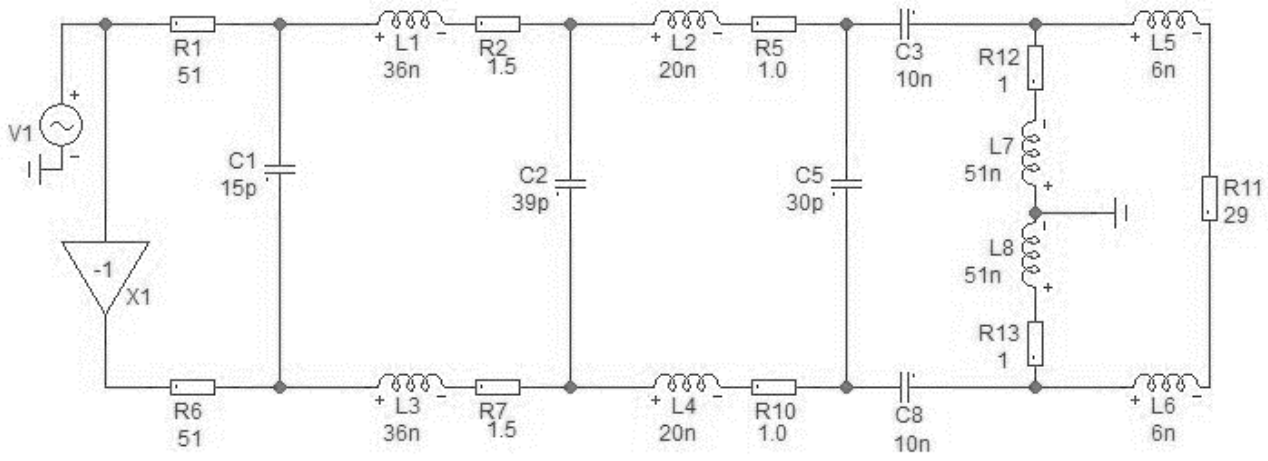


Рис. 4. Модель выходного фильтра DDS-синтезатора

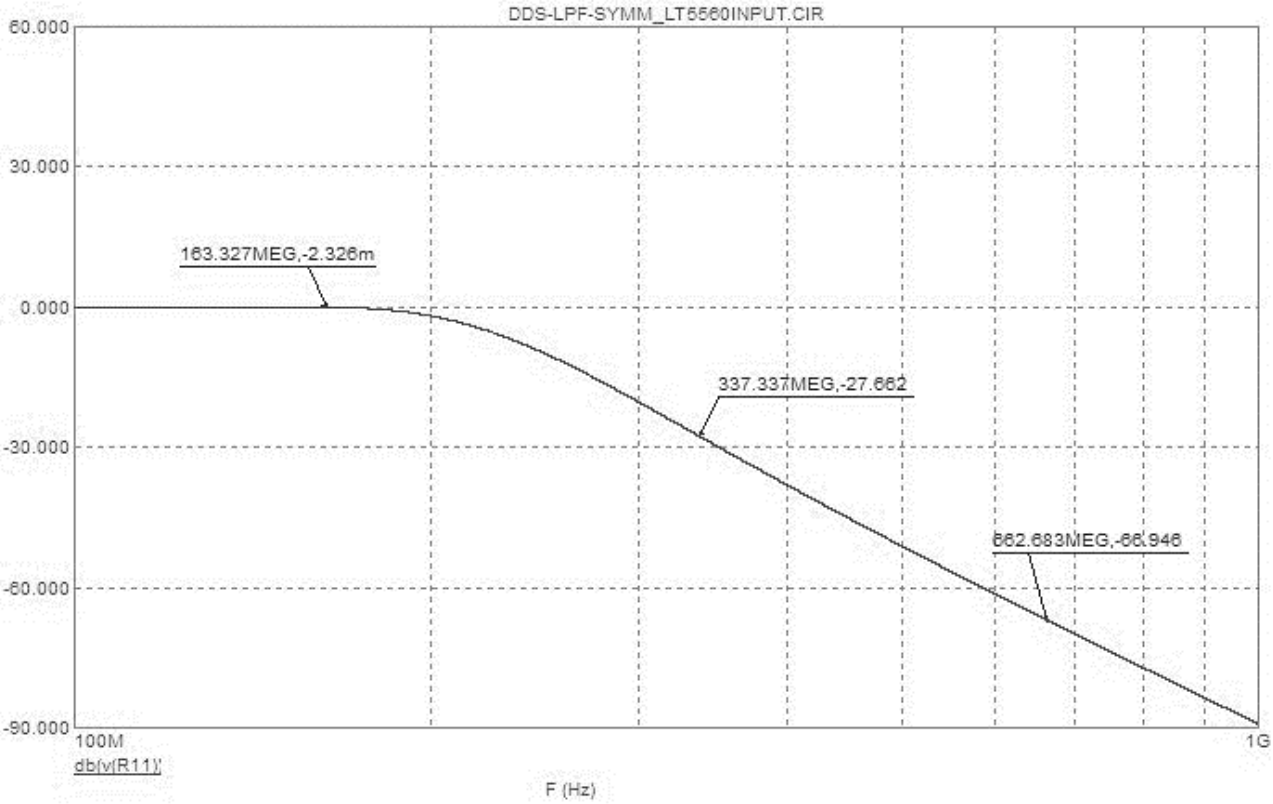


Рис. 5. Спектр выходного сигналаDDS-синтезатора

После фильтрации, уровень первого образа составит около -30 дБн, второго и далее – более -70 дБн. Такой уровень нежелательных составляющих можно принять достаточно малым по сравнению с интермодуляционными помехами и не учитывать в дальнейшем. В случае последующей оптимизации, большего подавления образов можно достигнуть увеличением порядка фильтра.

Еще одним источником помех в DDS-синтезаторе является фазовый шум, вызываемый джиттером – дрожанием фронтов тактового сигнала. Фазовый шум наиболее заметен в боковой полосе порядка 100 кГц от основного сигнала, а его величина в основном определяется качеством источника тактового сигнала [3]. Типичным значением фазового шума DDS-

синтезаторов является -130 дБн, что незначительно по сравнению с другими рассматриваемыми помехами.

Шумы PLL-синтезатора

В качестве гетеродина в схеме выступает PLL-синтезатор ADF 4360-8. Его выходная частота – 274 МГц, частота петли ФАПЧ – 125 кГц.

PLL-синтезаторы вносят два вида помех. Первым являются фазовые шумы, являющиеся суммой шумов, вносимых каждым элементом петли автоподстройки частоты – ГУН, тактовым генератором, делителем частоты, фильтром, частотным детектором и схемой подкачки (charge pump) [4].

Суммарный спектр фазовых шумов PLL-синтезатора удобно смоделировать и оценить в официальной утилите AnalogDevices – ADIsimPLL. Модель синтезатора и график фазовых шумов представлен на рисунках 6 и 7.

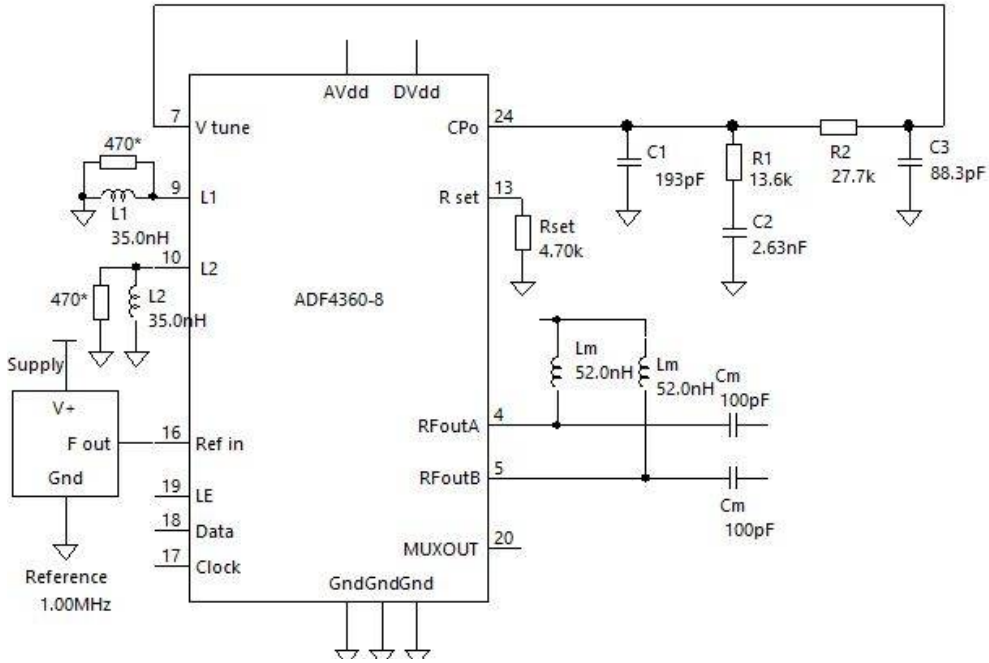


Рис. 6. Модель PLL-синтезатора

Рис. 7. Фазовые шумыPLL-синтезатора

Суммарный фазовый шум на графике представлен верхней линией. В пределах полосы пропускания петли автоподстройки основным источником шумов является тактовый генератор, за пределами – ГУН, на частоте полосы пропускания шумы интегральной схемы синтезатора создают пик [5]. Как видно из графика, фазовые шумы составляют более -90 дБн и незначительны по сравнению с другими помехами.

Еще одним источником помех в PLL-синтезаторе являются составляющие спектра на частотах $f_{out} \pm n \cdot f_{ref}$, где f_{out} – частота выходного сигнала, n – целое число, f_{ref} – частота сравнения. Это так называемые помехи утечки или помехи сравнения (leakage spurs, reference spurs) – они вызываются тем, что в режиме захвата (locked loop) схема подкачки продолжает посылать сверхкороткие импульсы в петлю автоподстройки с частотой f_{ref}. Это необходимо для сохранения чувствительности петли автоподстройки, но создает помехи на частоте сравнения и её гармониках. Из-за фиксированной выходной частоты требования к перестройке по частоте не предъявляются и полоса петли ФАПЧ выбрана довольно малой, что сильно снижает уровень описанных помех. Более значимый источник помех в этом случае – ток утечки, возникающий из-за нахождения схемы подкачки в третьем состоянии (высокоимпендансном) между импульсами, и разрядки конденсатора в фильтре петли ФАПЧ. Данный процесс добавляет пилообразную модуляцию с частотой f_{ref}. В этом случае расчет уровня помехи главной гармоники можно осуществить по формуле [5]:

$$SPUR_{REF} = 20\lg\left(\frac{K_{VCO} I_{Leak}}{2\pi C_p f_{PFD}^2}\right), \text{ дБн} \qquad (1)$$

где K_{VCO} – чувствительность подстройки ГУН, Гц/В;

I_{leak} – ток утечки схемы подкачки, А;

C_p – емкость разряжаемого конденсатора (С1 на рисунке 6), Ф;

f_{PFD} – частота петли ФАПЧ, Гц.

Чувствительность подстройки ГУН определяется величиной индуктивности L1, её можно найти из технической документации синтезатора по графику, представленному на рисунке 8 – она составляет 7 МГц/В.

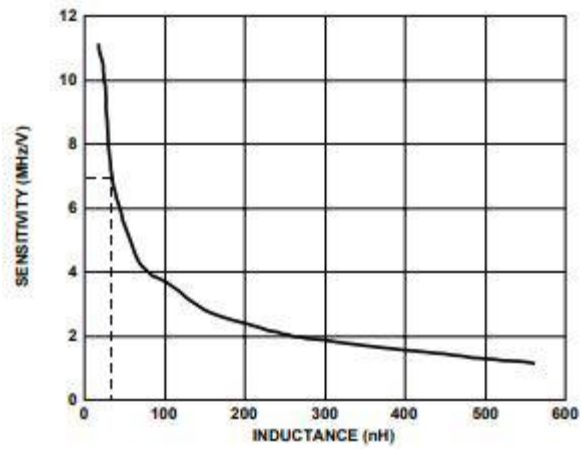


Рис. 8. Зависимость чувствительности ГУН от индуктивности.

Типичная величина тока утечки схемы подкачки в третьем состоянии также указана в технической документации и составляет 0,2 нА. Емкость конденсатора С1 рассчитана при моделировании и составляет 193 пФ. Частота петли ФАПЧ задана и равняется 125 кГц. Подставляя эти данные в формулу, получим уровень помехи главной гармоники -63,43 дБн. По

итогам расчета можно заключить, что помехи утечки в PLL-синтезаторе также достаточно малы по сравнению с комбинационными помехами, возникающими на смесителе.

Результаты анализа сигнально-помеховой обстановки передатчика наноспутника показывают, что основным источником помех являются интермодуляционные помехи, образованные на смесителе (достигающие уровня -20 дБн), и первостепенной задачей в оптимизации работы передатчика является разработка двухполосного фильтра.

Дальнейшее улучшение характеристик передатчика может включать устранение следующих по значимости помех – образов сигнала DDS-синтезатора, достигающих уровня -30 дБн. Достигнуть этого можно увеличением добротности выходного фильтра синтезатора.

Наименее значимыми помехами в передатчике наноспутнике являются помехи утечки PLL-синтезатора (достигающие уровня -60 дБн), фазовые шумы PLL-синтезатора (достигающие уровня -90 дБн) и фазовые шумы DDS-синтезатора (достигающие уровня -130 дБн).

Библиографический список

1. Пиликина Е.А., Никитина Т.В., Белоус К.В. Основы прямого цифрового синтеза. – Инновации. Наука. Образование., №31/2021.

2. Л.Ридико. DDS: прямой цифровой синтез частоты. – Компоненты и технологии, №8/2001.

3. Е. Мёрфи, К. Слэттери, пер. А. Власенко. Всё о синтезаторах DDS. – Компоненты и технологии, №1/2005.

4.K.Noorfazila. Reference spurs in an integer-N phase-locked loop: Analysis, modelling and design. –Electrical and Electronic Engineering University of Adelaide, 2013.

5. M.Azarian, W. Ezell. A Simple Method to Accurately Predict PLL Reference Spur Levels Due to Leakage Current. – Linear Technology Application Note 143, 2013.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO-СИСТЕМЫ С НАПРАВЛЕННОЙ И НЕНАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННАМИ

Д.А. Косарев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, dimka1989-89@mail.ru

Аннотация. В работе рассматриваются схемы передачи информации в MIMO-системе. Приводятся расчет коэффициентов канальной матрицы прямой видимости и диффузионной составляющей с учетом направленных антенн. Рассчитывается пропускная способность канала с использованием направленных антенн. Так же представлены графики зависимости пропускной способности от коэффициента усиления направленных антенн, отношений сигнал шум, при райсовском канале связи.

Ключевые слова: пространственно-временная обработка, канальная матрица, замирания и многолучевость, направленные антенны.

ANALYSIS OF MIMO SYSTEM CAPACITY WITH DIRECTIONAL AND UNDIRECTIONAL ANTENNAS

D.A. Kosarev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, dimka1989-89@mail.ru

The summary. The paper discusses information transmission schemes in a MIMO system The calculation of the coefficients of the line-of-sight channel matrix and the diffusion component taking into account directional antennas is given. The channel capacity is calculated using directional antennas. Also presented are graphs of the dependence of throughput on the gain of directional antennas, signal-to-noise ratios, with a Rice communication channel. The result of the work is presented in the form of graphs

Keywords: space-time processing, channel matrix, fading and multipath, directional antennas.

В наш век беспроводных технологий, значительный вклад в развитие этой отрасли внесла технология MIMO систем. Для данной системы были созданы все возможные антенны разного диапазона, антенные решетки с управляемыми диаграммами направленности [Григорьев «Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках»]. Главными проблемами в быстро развивающейся области беспроводных систем связи являются увеличение скорости передачи данных и повышение качества обслуживания пользователей. С проблемами скорости и качества хорошо справляются системы MIMO. Работы зарубежных специалистов, например работа Huacheng Zeng Chen Cao Hongxiang Li из University of Louisville и Qiben Yan из University of Nebraska-Lincoln « Enabling Jamming-Resistant Communications in Wireless MIMO Networks» или работа Triet D. Vo-Huu Erik-Oliver Blass Guevara Noubir College of Computer and Information Science Northeastern University, Boston, MA «Counter-Jamming Using Mixed Mechanical and Software Interference Cancellation». Так же хотелось бы отметить работы наших соотечественников в области систем MIMO, таки как, авторы: Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Сорокин И.С «Пространственная обработка сигналов в MIMO-системах сотовой связи» и Паршин Ю. Н. «Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех»].

Целью данной работы является компенсация помех в каналах с замираниями в системах MIMO.

Наиболее простой способ пространственной обработки сигналов заключается в неадаптивном формировании параллельных потоков для передачи данных, число которых совпадает с числом передающих антенн. Сигнал на входе каждой приемной антенны является линейной комбинацией сигналов от всех передающих антенн. Поэтому необходимо применять специальные методы пространственной обработки сигналов перед их демодуляцией и детектированием. Основными методами являются: максимально правдоподобная оценка переданных данных, обращение канальной матрицы и оценка по минимуму среднеквадратической ошибки. В MIMO-системах с обратной связью канальная матрица оценивается приемником, и затем эта информация сообщается передатчику. При этом появляется возможность адаптивного пространственного кодирования и декодирования сигналов, которое реализуется на основе использования сингулярного разложения канальной матрицы и заключается в адаптивном формировании параллельных подканалов для передачи данных. В качестве весовых векторов для создания этих подканалов используются собственные векторы канальной матрицы, и поэтому они называются собственными подканалами. Данные подканалы являются независимыми между собой и адаптивно согласованными со случайным пространственным каналом, как на прием, так и на передачу. Поэтому MIMO-системы с собственными подканалами обеспечивают наибольшую спектральную эффективность при заданной мощности передатчика и в заданной частотной полосе. Более того, независимость собственных подканалов дает возможность представить MIMO-систему как совокупность одноканальных систем, что значительно упрощает детектирование переданных сигналов, согласно Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Сорокин И.С «Пространственная обработка сигналов в MIMO-системах сотовой связи».

Постановка задачи

В данной работе рассматрена система MIMO 2x2. В качестве приемных и передающих антенн будут использоваться антенны с круговой диаграммой направленности (единичный коэффициент усиления антенны) и антенна направленная (с коэффициентом усиления 40 дБ). Так же примем за отношение сигнал/шум 12 и 24 дБ, коэффициент райса K = 10 и сравним с каналом без замираний, когда коэффициент Райса равен 100. Антенны будут расположены друг напротив друга в дальней зоне, причем направленные будут направляться друг на друга.

Для простоты и наглядности будет рассчитываться эргодическая пропускная способность и все расчеты и графики будут строиться относительно нее.

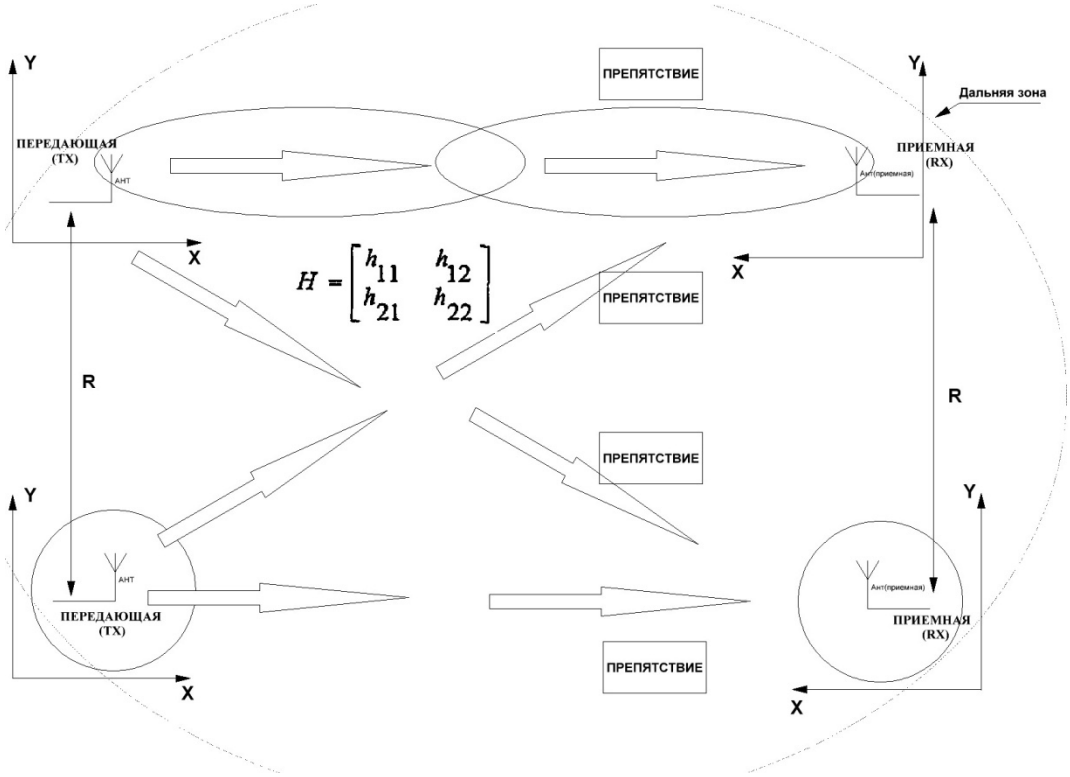


Рис. 1. Расположение антенн и препятствий

Методика расчетов и обсуждение результатов

Коэффициент корреляции замираний сигналов в двух разнесенных антеннах на расстояние *R* зависит от угловой дисперсии в канале. При этом для источников с большой угловой дисперсией, коэффициент корреляции уменьшается с расстоянием между антеннами в большей степени. Рассмотрим, что антенны расположены в дальней зоне, то есть среди препятствия, которые окружают эти антенны со всех сторон (рисунок 1). Сигналы базовой станции принимаются антеннами пользователя со всех направлений, то есть базовая станция представляется протяженным источником с угловым размером $\Delta_1 = 2\pi$. В то же время антенны базовой станции, как правило, располагаются достаточно высоко над окружающими зданиями. Следовательно, они принимают сигналы пользователя в некоторой угловой области шириной $2\Delta \ll 2\pi$. Это означает, что пространственный радиус корреляции сигналов для антенн пользователя меньше, чем для антенн базовых станций.

Как влияют корреляционные свойства пространственного канала на спектральную эффективность MIMO-системы с одной направленной антенной (направленная диаграмма направленности) и второй с круговой диаграммой направленности на передающей и приемной сторонах? Представим что отражатели сосредоточены около приемных антенн. Тогда коэффициенты передачи h_{mn} будут не коррелированными для приемных антенн и коррелированными – для передающих. В канальной матрице H столбцы соответствуют номеру передающей антенны, а номер строки – приемной. Из этого следует что элементы матрицы коррелированны по строке и не коррелированны по столбцу.

$$\underline{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}}\underline{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{1+K}}\underline{H}_{DIF},$$

где K – коэффициент Райса, задающий соотношение между лучом прямой видимости и диффузной составляющей, $\underline{H}_{LOS}$, $\underline{H}_{DIF}$ – компоненты канальной матрицы, характеризующие распространение радиоволн прямой видимости и многолучевой характер распространения радиоволны. Полная мощность сигнала, излучаемого всеми передающими антеннами, поддерживается постоянной и равна P_S. Энергетические соотношения в канале задаются отношением сигнал-шум $q = P_S / P_N$, где P_N – мощность шума в каждом приемном канале. Коэффициенты канальной матрицы $\underline{H}_{DIF}$ представляют собой комплексные гауссовские случайные числа. Канальная матрица прямой видимости $\underline{H}_{LOS}$ характеризует изменение фазы сигнала в зависимости от геометрии антенных систем и их взаимной ориентации. Модули элементов матрицы $\underline{H}_{LOS}$ равны единице. Аргументы элементов матрицы $\underline{H}_{LOS}$ характеризуют изменение фаз сигнала и равны:

$$\varphi_{LOSmn} = \frac{2\pi}{\lambda} R_{mn},$$

где λ – длина волны;

R_{mn} – расстояние между m-й антенной передатчика и n-й антенной приемника.

Направленные свойства антенн характеризуются комплексными диаграммами направленности $\underline{D}_{Txm}(\theta), \underline{D}_{Rxn}(\theta)$ и коэффициентами усиления G_{Txm}, G_{Rxn}, $m = 1,..., N_{Tx}$, $n = 1,..., N_{Rx}$.

$$\cdot \underline{H}_{LOS1} = \begin{pmatrix} \sqrt{G_{Rx1}}\,\underline{D}_{Rx1}(\theta) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{G_{Rx2}}\,\underline{D}_{Rx2}(\theta) & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \sqrt{G_{RxN_{Rx}}}\,\underline{D}_{RxN_{Rx}}(\theta) \end{pmatrix} \underline{H}_{LOS} \times$$

$$\begin{pmatrix} \sqrt{G_{Tx1}}\,\underline{D}_{Tx1}(\theta) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{G_{Tx2}}\,\underline{D}_{Tx2}(\theta) & \cdots & \cdots \\ \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{G_{TxN_{TX}}}\,\underline{D}_{TxN_{TX}}(\theta) \end{pmatrix}$$

Для расчета диффузионной матрицы $\underline{H}_{DIF1}$ используется метод угловых спектров местных отражателей в окрестности приемной $p_{Rx}(\theta)$ и передающей $p_{Tx}(\theta)$ антенных систем. Корреляция сигналов в i и j приемных антеннах определяется выражением:

$$\underline{R}_{Rx} = \left\{ \underline{r}_{Rxij} = \int_{-\pi}^{\pi} p_{Rx}(\theta) e^{-jk(x_i - x_j)\sin\theta} \sqrt{G_{Rxi}}\,\underline{D}_{Rxi}(\theta - \theta_i) \sqrt{G_{Rxj}}\,\underline{D}_{Rxj}(\theta - \theta_j) d\theta, i, j = 1,..., N_{Rx} \right\},$$

где x_i, x_j – координаты антенн, θ_i, θ_j – направления максимумов диаграмм направленности антенн. Аналогично определяются корреляции сигналов в передающих антеннах $\underline{R}_{Tx}$.

Направленные свойства антенн по одной из угловых координат для антенны с круглым раскрывом определяются выражениями:

$$D(\theta)=\frac{\sin\frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta}{\frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta},G=\frac{\pi^2 d^2}{\lambda^2},$$

где d – размер апертуры антенны. Ширина главного максимума ДН антенны равна $\Delta\theta=51^\circ\frac{\lambda}{d}$. Угловой спектр задается функцией Лапласа $p(\theta)=e^{-1{,}386\frac{|\theta|}{\Delta\theta}}$, примем его за единицу. Пропускная способность при заданной канальной матрице равна:

$$C_H=\log_2\det(I+\frac{q}{N_{Tx}}\underline{H}_1\underline{H}_1^H),$$

где $\underline{H}_1=\sqrt{\frac{K}{1+K}}\underline{H}_{LOS1}+\sqrt{\frac{1}{1+K}}\underline{H}_{DIF1}$, I – единичная матрица. Для определения зависимостей используется усредненная, эргодическая пропускная способность $C_e=\overline{C_H}$.

В результате получаем семейства графиков при изменении параметров: отношение сигнал/шум, коэффициента Райса, усиления направленной антенны и направления прямого луча. Из графиков видно, что направленные антенны дают выигрыш только за счет своего коэффициента усиления.

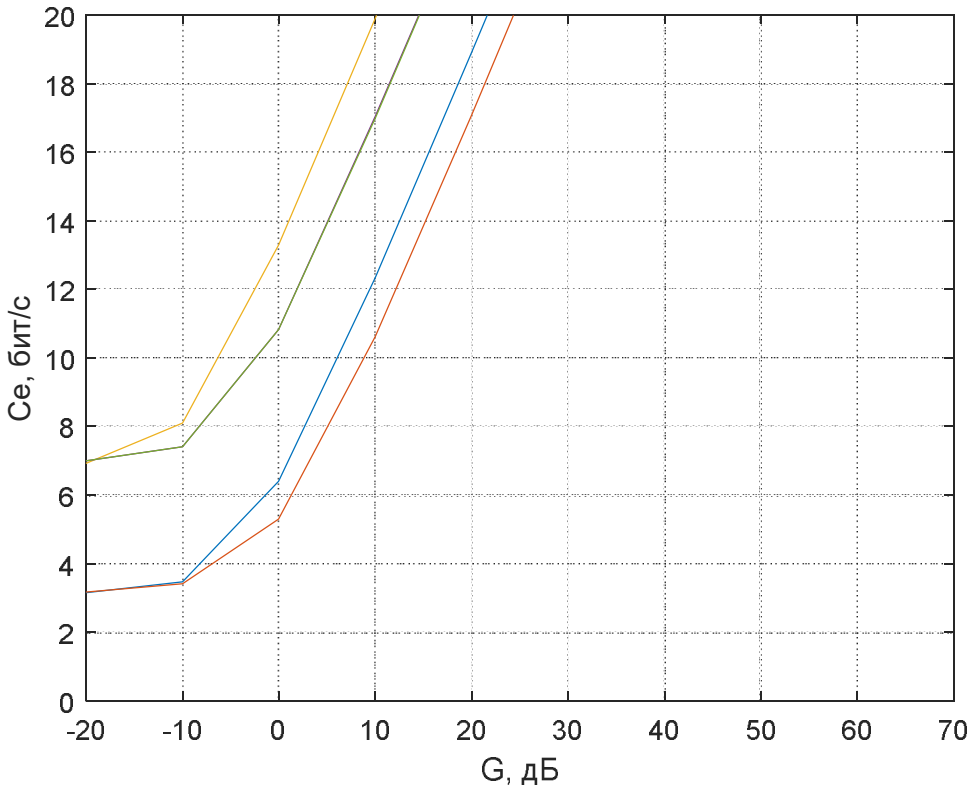


Рис. 2. Зависимость пропускной способности от усиления антенн при разном отношении сигнал/шум и коэффициентах Райса (q = 12 и й = 24; *K* = 10 и *K* = 100).

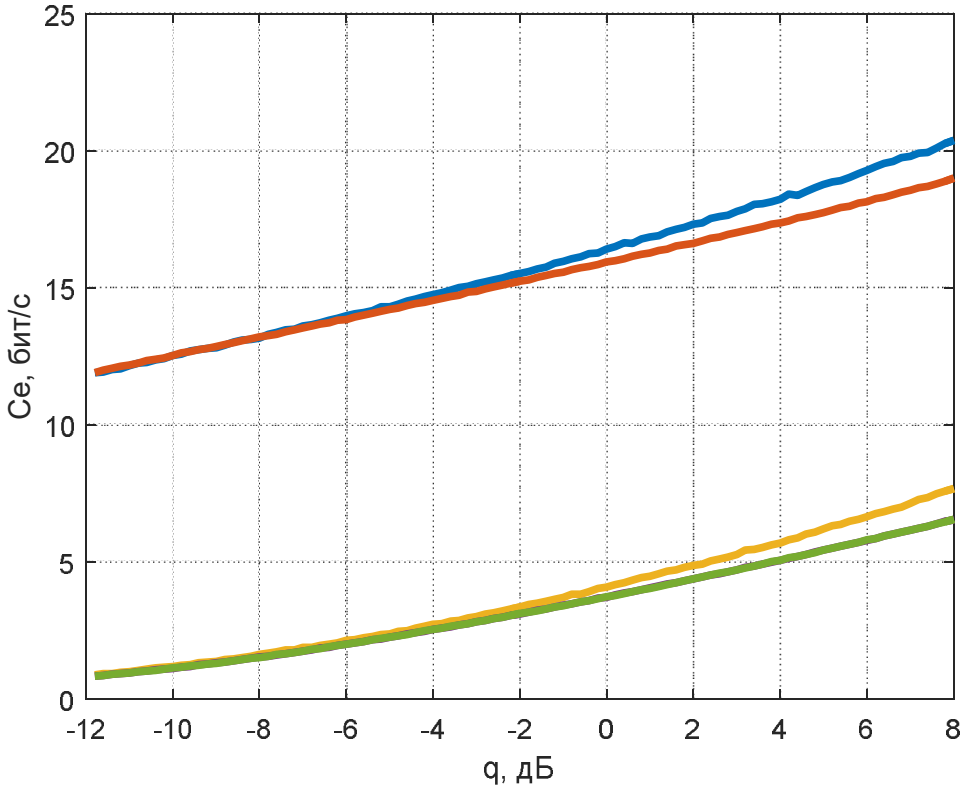


Рис. 3. Зависимость пропускной способности от соотношения сигнал шум при разных при разных коэффициентах Райса и усиления антенн (K = 10 и K = 100; G = 1 и G = 40)

Заключение

В данной работе рассчитана пропускная способность MIMO-системы 2x2 с направленной и ненаправленной антеннами. Приведен расчет и построены графики зависимости пропускной способности от коэффициента Райса, коэффициента усиления антенн и отношения сигнал/шум. Из графиков следует, что при переходе с Релеевского канала связи в Райсовский, пропускная способность MIMO-системы резко возрастает в связи с использованием направленной антенны. Также на рисунке 2 видно, что даже при уменьшении коэффициента усиления направленной антенны до 20 дБ, пропускная способность остается на единицы выше чем у двух ненаправленных антенн.

В дальнейшем планируется доработать программу и посмотреть результат при повороте главного луча.

Библиографический список

1. Кловский Д. Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. // М.: Радио и связь. 2000. -800 с: ил.

2. Паршин Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. / Паршин Ю. Н. // Учебное пособие. – Москва: КУРС, 2022. – 200 с.

3. Ермолаев В.Т. Пространственная обработка сигналов в MIMO – системах сотовой связи. / Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Сорокин И.С. // Учебное пособие. - Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2020. - 134 с.

4. Enabling Jamming-Resistant Communications in Wireless MIMO Networks. / Huacheng Zeng, Chen Cao, Hongxiang Li, Qiben Yan. // University of Louisville, University of Nebraska-Lincoln.

5. Counter-Jamming Using Mixed Mechanical and Software Interference Cancellation. / Triet D. Vo-Huu Erik-Oliver Blass Guevara Noubir //College of Computer and Information Science, Northeastern University, Boston.

6. Бакулин М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. / Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. // М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

7. Зельдин И. В. КВ антенны направленного действия / Зельдин И. В., Русинов В. В. // «Диси энтерпрайз, Лтд», г. Харьков, 1992г.

8. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть V. Направленные КВ антенны: укороченные, фазированные, многодиапазонные. / Гончаренко И. В. // М.: ИП РадиоСофт, 2010.-320с.: ил.

9. Косарев Д. А. Обработка многолучевых сигналов при действии пространственно-коррелированных помех. / Косарев Д. А. // новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: ИП Коняхин А. В. (Book Jet), 2022 – 294 с.

10. Косарев Д. А. Анализ пропускной способности райсовского канала с учетом комбинации антенн с различной диаграммой направленности. / Косарев Д. А. // Сборник материалов I Научно-практической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Инновационные технологии в науке и технике» - Рязань: ИП Коняхин А. В., 2023. – 86 с: ил.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.31

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ ТРЕХМЕРНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

А.Ю. Паршин, В.Х. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, khanhkhanhkpr@gmail.com

Аннотация. В работе рассмотрено применение относительного пространственно-временного блочного кодирования при различном числе антенн приемного устройства с использованием трехмерной модели размещения рассеивателей в канале связи. Изложены основные характеристики системы связи, описана модель размещения рассеивателей. Проанализированы показатели вероятности ошибки на бит при передаче информации в условиях распространения сигналов без рассеивателей и при наличии рассеивателей.

Ключевые слова: Интернет вещей, относительное пространственно-временное кодирование, MIMO, рассеиватели, моделирование расположения рассеивателей, кодирование Аламоути, канальная матрица, вероятность битовой ошибки (BER).

EFFICIENCY OF DIFFERENTIAL SPACE-TIME CODING IN THREE-DIMENSIONAL MODELING OF SCATTERS IN A COMMUNICATION CHANNEL

A.Yu. Parshin, V.Kh. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, khanhkhanhkpr@gmail.com

The summary. The paper considers the application of differential space-time block coding for a different number of antennas of the receiving device using a three-dimensional model of the placement of scatters in the communication channel. The main characteristics of the communication system and a model for the placement of diffusers are described. The indicators of the probability of error per bit when transmitting information in conditions of signal propagation without diffusers and in the presence of diffusers are analyzed.

Keywords: Internet of Things, differential space-time coding, MIMO, scatters, modeling of scatters placement, Alamouti coding, channel matrix, Bit error rate (BER).

В последнее временя технологии MIMO (Multiple Input-Multiple Output) широко применяются в беспроводных системах связи, поскольку они способны обеспечить высокую скорость передачи данных без необходимости использования дополнительной полосы пропускания. MIMO - это перспективная технология для сетей WLAN, WiMAX, LTE, 5G и для система Интернета вещей [1]. Кроме того, поскольку устройства IoT становятся все более компактными и одновременно требуют надежных вычислительных возможностей, сущест-

вует большой спрос на применение многоантенных систем с малыми размерами. Эффективным и практичным способом обеспечения требуемой пропускной способности беспроводных каналов системы MIMO является использование пространственно-временного блочного кодирования. Пространственно-временные блочные коды (STBC) были реализованы в системах MIMO с целью повышения разнесения или эффективности кодирования путем распределения данных через несколько антенн на протяжении нескольких символьных длительностей [2]. Некоторые методы STBC были разработаны, такие как ортогональное пространственно-временное блочное кодирование (OSTBC), квазиортогональное пространственно-временное блочное кодирование (QOSTBC) и неортогональное (NOSTBC). Ортогональное пространственно-временное кодирование позволяет достигнуть максимально возможного порядка разнесения, при минимальной вычислительной сложности для оптимального демодулятора, основанного на критерии максимального правдоподобия. Квазиортогональное пространственно-временное блочное кодирование (QOSTBC) обеспечивает более высокую кодовую скорость и имеет более низкую вычислительную сложность, однако оно может привести к энергетическим потерям по сравнению с OSTBC [3]. При использовании вышеперечисленных методов кодирования на приемной стороне требуется точно известная канальная матрица связи, что позволяет реализовать когерентный прием. Однако в случае быстрых замираний, например, при высокой скорости движения абонента, точное оценивание состояния канала становится сложной задачей. В данной работе будет рассмотрено относительное пространственно-временное кодирование, которое не требует оценивания канальной матрицы **H** в приёмнике.

Относительное пространственно-временное кодирование

Относительный метод передачи был основан на относительной фазовой модуляции (Differential phase-shift keying), в которой передаваемая информация кодировалась в разности фаз между двумя последовательными символами. Приемник декодирует информацию в текущем символе, сравнивая его фазу с фазой предыдущего символа. Рассмотрим системы с N_{TX} передающими и N_{RX} антеннами, использующих модуляцию $M-PSK$ (M - позиционность модуляции). Порядок модуляции определяется как $m=\log_2 M$. Созвездие модулирующего сигнала может быть представлено следующим образом:

$$\Lambda=\left\{ e^{\frac{2\pi kj}{M}};k=0,1,2,...,M-1 \right\}.$$

Последовательность информационных бит $x_i \in \{0,1\}$ размером N_{bl} используется для формирования матрицы символов $\mathbf{X}_i=\begin{bmatrix} x_{2i-1} & -x_{2i}^* \\ x_{2i} & x_{2i-1}^* \end{bmatrix}$, $i=1,2,...,\frac{N_{bl}}{2}$. Полученная матрица представляет собой матрицу Аламоути пространственно-временного блочного кодирования. Для обеспечения относительного кодирования для передачи матрицы символов последовательно перемножаются [4]:

$$\mathbf{S}_0=\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S}_1=\mathbf{S}_0\mathbf{X}_1$$

$$\mathbf{S}_{\frac{N_{bl}}{2}}=\mathbf{S}_0\mathbf{X}_1...X_{\frac{N_{bl}}{2}}.$$

При распространении сигнал проходит через канал связи, который характеризуется матрицей канальных коэффициентов $\mathbf{H}$, размерность которой определяется числом передающих N_{TX} и приемных N_{RX} антенн. Коэффициенты представляют собой амплитудно-фазовую характеристику канала связи между определенной парой антенн. Тогда принимаемый сигнал имеет вид:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{HS} + \mathbf{V},$$

где $\mathbf{V} = \left\{v_1, v_2, ..., v_{N_{RX}}\right\}^T$ - вектор гауссовского шума в приемных антеннах;

q - отношение сигнал-шум.

Предположим, что за время передачи блока информационных символов свойства канала связи не меняются, следовательно, матрица канальных коэффициентов остается постоянной. Тогда в силу условия относительного кодирования можно преобразовать выражения для принятого сигнала:

$$\mathbf{Y}_i = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{HS}_{i-1}\mathbf{X}_i + \mathbf{V} = \mathbf{Y}_{i-1}\mathbf{X}_i + \tilde{\mathbf{V}},$$

где $\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{V}_{i-1}\mathbf{X}_i + \mathbf{V}$ - гауссовский процесс, определяемый действующим шумом в канале связи. Из полученного выражения видно, что при декодировании информационных символов достаточно знать текущие и предыдущие значения вектора наблюдаемого процесса. Декодирование выполняется аналогично обычной схеме Аламоути при условии известной матрицы канальных коэффициентов на приемной стороне. В качестве значений матрицы используются значения наблюдаемого процесса на предыдущем этапе наблюдения [3], [4].

Декодирование основано на алгоритме максимального правдоподобия, который подразумевает выбор такой матрицы информационных символов $\mathbf{X}_i$, при которой достигается минимальное значение выражения $\left\|\mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_{i-1}\mathbf{X}_i\right\|^2$. В случае модуляции BPSK выбор осуществляется из набора матриц $\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x_{2i-1} & -x_{2i}^* \\ x_{2i} & x_{2i-1}^* \end{bmatrix}$, где $x_i \in \{0,1\}$. Таким образом при использовании относительного пространственно-временного кодирования на приемной стороне не требуется оценка матрицы канальных коэффициентов.

Трехмерная модель размещения рассеивателей

В работе [5] предложено моделировать расположение рассеивающих объектов в канале связи на трехмерных поверхностях различной формы. В качестве основы выбраны сценарии расположения рассеивателей в соответствии со стандартом COST 259. В случае отсутствия линии прямой видимости канальный коэффициент передачи h_{TX_i,RX_k} для каждой пары приемных и передающих антенн можно представить в виде [6]:

$$h_{TX_i,RX_k} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=1}^{N} a_n b_n e^{j\varphi_n}, \; i = 1,...,N_{TX}, k = 1,...,N_{RX}$$

где $a_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{TX_{i,n}}} \right)^2 e^{\frac{j2\pi D_{TX_{i,n}}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от i - передающей антенны до n - го отражателя с учетом потерь мощности при распространении;

$b_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{RX_{k,n}}} \right)^2 e^{\frac{j2\pi D_{RX_{k,n}}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от n -го отражателя до k -приемной антенны с учетом потерь мощности при распространении;

φ_n - смещение фазы при отражении от рассеивающего объект.

$D_{TX_{i,n}}$ и $D_{RX_{k,n}}$ представляют собой расстояния между передающими антеннами и отражателями, а также между отражателями и приемными антеннами. Тогда канальная матрица системы связи при наличии рассеивателей имеет вид $\mathbf{H} = [h_{TX_i, RX_k}]_{N_{TX} \times N_{RX}}$.

В зависимости от расположения рассеивателей стандартом COST 259 предусмотрены пять сценариев. В работе предлагается рассмотреть сценарий D, то есть расположение вытянутого эллипса скопления рассеивателей между приемным и передающим устройствами, как показано на рисунке 1, и сценарий E, то есть расположение рассеивателей по эллипсу, охватывающему канал связи, причем передатчик и приемник размещены внутри эллипса, как показано на рисунке 2.

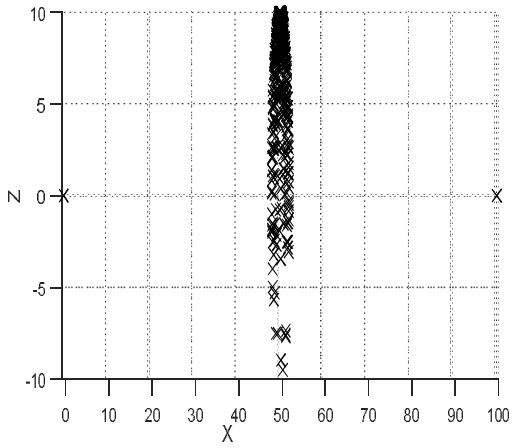


Рис. 1. Расположение рассеивателей по сценарию D

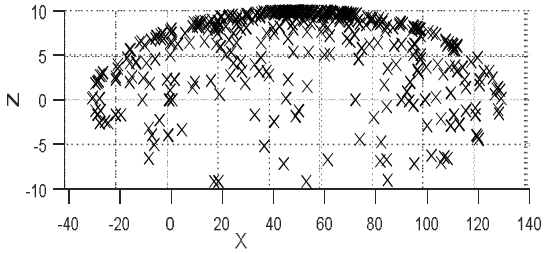


Рис. 2. Расположение рассеивателей по сценарию E

Результаты моделирования

При моделировании была проведена оценка вероятности ошибки на бит системы связи MIMO с использованием относительного пространственно-временного кодирования в двух случаях: с распространением радиосигнала прямой видимости (без рассеивателей) и с наличием рассеивателей, размещенных в канале связи по сценариям D и E [5]. Предлагаются к рассмотрению конфигурации из 2 передающих и 1, 2 и 4 приемных антенн. При моделировании предполагается наличие 1000 рассеивающих объектов в канале связи. Затухание сигнала с расстоянием моделируется по закону Фрииса, изменение фазы сигнала при отражении от объекта полагается случайной гауссовской величиной. На рисунках 3 и 4 представлены результаты сравнения вероятностей битовой ошибки при распространении сигнала в пространстве с рассеивателями и без них при различных конфигурациях антенных систем.

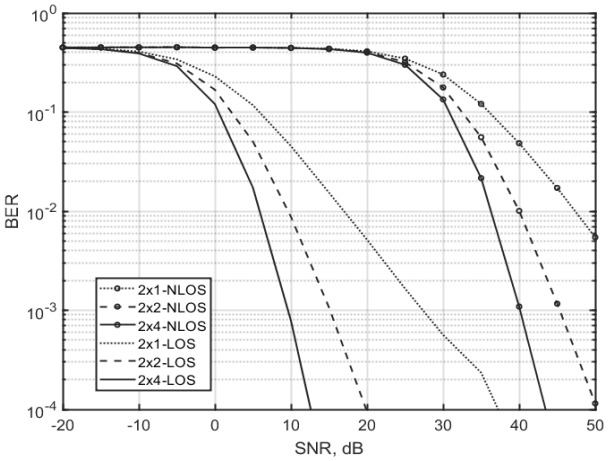


Рис. 3. Вероятности битовой ошибки при размещении рассеивателей по сценарию D.

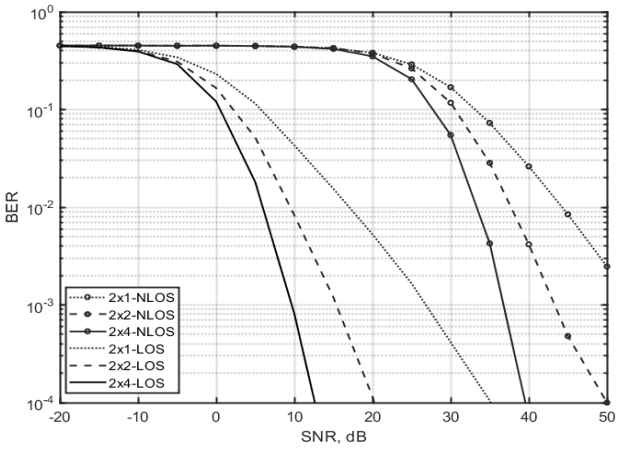


Рис. 4. Вероятности битовой ошибки при размещении рассеивателей по сценарию E.

По результатам исследования подтверждается негативное влияние рассеивающих объектов в канале связи на вероятность битовой ошибки при передаче сигнала в многоантенных системах. Полученные зависимости будут далее использованы для оценки влияния расположения скопления рассеивателей на характеристики системы связи с относительным пространственно-временным кодированием, а также с неортогональными видами кодирования.

Библиографический список

1. Prakash P., Manoj G., Samsonimmanuel. MIMO Antenna System for IoT Applications (5G). International Conference on Devices, Circuits and Systems. 2022. pp 178-182.

2. Vucetic B., Jinhong Yuan. Space-Time Coding. John Wiley & Sons. 2003. 302p.

3. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 244 с.

4. Токарь М. С., Рябов И. В. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для применения в системах подвижной радиосвязи с использованием технологии MIMO // Журнал Радиоэлектроники. 2021. №6.

5. Паршин А. Ю., Нгуен В. Х. Разработка модели и классификация MIMO каналов связи в трехмерной системе координат // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 4. С. 41-46.

6. Yu. N. Parshin, V. I. Kudryashov. Dynamic model of channel coefficients of MIMO communication system between moving object and terrestrial receiving point // Radio Engineering, No. 8, 2016, pp. 140-147.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМЕ СБОРА ДАННЫХ С КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

А.А. Бойков, А.Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, parshin.a.y@rsreu.ru

Аннотация. Работа посвящена оценке потерь сигнала в системе сбора данных с контрольно-измерительных приборов при распространении в различных условиях. Рассмотрены модели затухания сигнала в городских, сельских и природных условиях. Проведение исследования необходимо для определения достижимой дальности передачи информации об измерениях беспроводным способом. При моделировании использованы характеристики сигнала по стандарту связи LoRaWAN и характеристики канала связи в соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи. По результатам моделирования выполнено сравнение различных условий работы устройств связи в контрольно-измерительных приборах.

Ключевые слова: система передачи данных, контрольно-измерительные приборы, модели канал связи, стандарт связи Интернет вещей.

PARAMETERS OF COMMUNICATION CHANNELS IN THE DATA COLLECTION SYSTEM FROM CONTROL AND MEASURING DEVICES

A.A. Boykov, A.Yu. Parshin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, horek.colupaeva@yndex.ru

The summary. The work is devoted to the assessment of signal losses in the data collection system from control and measuring devices during propagation under various conditions. The models of signal attenuation in urban, rural and natural conditions are considered. The study is necessary to determine the achievable range of transmission of measurement information wirelessly. During the simulation, the signal characteristics according to the Larawan communication standard and the characteristics of the communication channel in accordance with the recommendations of the International Telecommunication Union were used. Based on the simulation results, a comparison of various operating conditions of communication devices in control and measuring devices was performed.

Keywords: data transmission system, instrumentation, communication channel models, Internet of Things communication standard.

Развитие технологий в современном мире идет быстрыми темпами, и промышленность не является исключением. Одной из ключевых технологий, обеспечивающих эффективное функционирование производственных процессов, является организация радиосвязи в сети контрольно-измерительных приборов (далее – КИП). В рамках данной научно-исследовательской работы мы рассмотрим основные методы организации радиосвязи и их применение в сетях КИП.

В предыдущей работе были успешно исследованы существующие методы организации радиосвязи, их сравнительный анализ, а также определены наиболее эффективные подходы к использованию радиосвязи в сетях КИП. В качестве основного метода организации радиосвязи в сетях КИП было решено использовать технологию беспроводной низкоскоростной передачи маломощных сигналов по стандарту связи LoRaWAN.

Целью данной работы является исследование канала связей, обзор моделей канала связей, а также исследование возможных шумовых свойств канала связи.

Для решения поставленных задач будут использованы теоретические методы исследования, такие как анализ научно-технической литературы, сравнение и обобщение данных, а также экспериментальные методы, включающие разработку программы моделирования канала связи.

Модель свободного пространства

Простейшая модель свободного пространства имеет ограниченные пределы применимости и используется, как правило, для грубых оценок мощности принимаемого сигнала в условиях прямой видимости между передающей и приемной антеннами, когда прямая волна является доминирующей. При распространении радиоволн вблизи земной поверхности более адекватной является двухлучевая модель, основанная на отражательных формулах [1, 2]. В соответствии с отражательной трактовкой электромагнитное поле расположенного вблизи плоской границы раздела двух сред излучателя можно представить в виде суперпозиции двух волн – прямой волны и волны, отраженной от границы раздела. Мощность принимаемого сигнала в этом случае можно представить в виде:

$$P_R = P_{R0} \left| 1 - exp(ik\Delta r) \right|^2, \quad (1)$$

где P_{R0} – мощность прямой волны;

Δr – разность хода между прямой и отраженной волнами;

k – волновое число.

Если расстояние между приемником и передатчиком удовлетворяет условию:

$$r >> \sqrt{h_b h_m} \tag{2}$$

где h_b и h_m – высоты передающей и приемной антенн, то разность хода можно представить в виде

$$\Delta r = \sqrt{(h_b + h_m)^2 r^2} + \sqrt{(h_b - h_m)^2 r^2} \approx \frac{2h_b h_m}{r} \ . \tag{3}$$

Следовательно выражение (1) можем записать в виде:

$$P_R = P_{R0}(\frac{4\pi h_b h_m}{\lambda r})^2 \quad (4), \quad \text{или} \quad P_R = P_T G_T G_R \frac{h_b^2 h_m^2}{r^4} \tag{5}$$

Из выражения (5) следует, что наличие границы раздела двух сред приводит к более быстрому (по сравнению со свободным пространством) убыванию принимаемой мощности с расстоянием. При этом выражение для потерь можно представить в виде:

$$L, \text{дБ} = 40\lg(r) - 10\lg(G_T) - 10\lg(G_R) - 20\lg(h_b h_m) \tag{6}$$

Модель Окумуры-Хаты (небольшой город)

Модель Hata - это модель распространения радиосигналов для прогнозирования потерь на пути передачи сотовой связи во внешних условиях. Это формулировка, основанная на данных модели Окумуры, и поэтому ее также обычно называют моделью Окумуры–Хаты [3].

В городских условиях из-за наличия строений распространение радиоволн происходит, как правило, при отсутствии прямой видимости между антеннами базовых станций (далее – БС) и мобильных станций (далее – МС). При этом ослабление радиосигнала с увеличением расстояния возрастает значительно быстрее (показатель затухания n > 2), чем при распространении в свободном пространстве (где показатель затухания n = 2).

Повышенное ослабление сигнала в городе вызвано в основном отражением и рассеянием энергии радиоволны на крупных строениях. Отражение радиоволны от препятствия происходит, если размеры препятствия много больше длины волны. При этом часть мощности радиоволны может поглощаться препятствием.

Отраженные сигналы, приходящие в точку приема, называют эхосигналами. Интерференция (взаимодействие) основного («прямого») сигнала и эхо-сигналов, имеющих случайные и различные уровни, различные времена задержки и различные фазы, приводит как к изменению уровня результирующего сигнала в точке приема. При неподвижной МС интенсивность принимаемого сигнала практически не меняется. При движении МС результирующий сигнал может быть как выше среднего уровня – примерно на 10 дБ, так и заметно ниже – до 40 дБ.

Хата обобщил результаты многочисленных экспериментальных измерений Окамуры и получил эмпирические формулы для расчета средних потерь сигнала $L_P\ (r, f, h_{БС}, h_{МС})$ при распространении радиоволны [4].

Для расчета энергетических параметров аппаратуры вводится понятие усредненной медианной мощности сигнала (далее – УММС). УММС – это усредненное значение мощности сигнала в антенне приемника в течение 50% времени наблюдения в 50% точек приема, находящихся на расстоянии r от передающей станции:

$$P_{\text{Ам}}(r, T = 50\%, L = 50\%) = P_{\text{Ам}}(r, 50, 50) = P_{\text{Ам}} \tag{7}$$

УММС на входе приемника МС с учетом значения Lp:

$$P_{\text{м}}(r, f, h_{\text{БС}}, h_{\text{МС}}) = P_{\text{БС}} + G_{\text{БС}} + G_{\text{МС}} - \left[L_p(r, f, h_{\text{БС}}, h_{\text{МС}}) + \eta_{\text{БС}}\right] \tag{8}$$

Результаты расчета по модели Хата совпадают с результатами Окумуры с точностью до 1дБ в пределах так называемой «основной области», которая характеризуется диапазоном

частот (150...1500)МГц , протяженностью трассы (1...20)км , высотой антенны БС (30...200) м, высотой антенны МС (1...10) м.

В таблице 1 приведены расчеты средних потерь сигнала при разных условиях.

Таблица 1. Расчеты средних потерь сигнала при различных условиях местности

Условия	Расчеты средних потерь сигнала
Большой город - плотная застройка зданиями, не менее 50% которых имеют 5 этажей и более, а некоторые можно отнести к «небоскребам»	При $200 \le f \le 400$ $L_p = 70{,}65 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 26{,}16\lg(f) - 8{,}29\lg 1{,}54h_{МС}2 + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$
	При $400 \le f \le 1500$ $L_p = 74{,}52 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 26{,}16\lg(f) - 3{,}2\lg 11{,}75h_{МС}2 + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$
Средний и малый город - плотная застройка зданиями, более 50% которых имеют 4-5 этажей	$L_p = 68{,}75 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 27{,}72\lg(f) - (1{,}11\lg f - 0{,}7)h_{МС} + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$
Пригород - крупный населенный пункт с низкой плотностью застройки жилых домов и хозяйственных построек высотой 3-4 этажа	$L_p = 63{,}35 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 27{,}72\lg(f) - 2(\lg f/28)2 - (1{,}1\lg f - 0{,}7)h_{МС} + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$
Сельская местность - характеризуется наличием открытых участков длиной не менее 300 м, чередующихся с 1-2 этажными домами	$L_p = 32{,}81 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 46{,}05\lg(f) - 4{,}78(\lg f)2 - (1{,}1\lg f - 0{,}7)h_{МС} + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$
Открытая местность – открытые участки местности с возможным наличием отдельно стоящих деревьев	$L_p = 27{,}81 - 13{,}82\lg(h_{БС}) + 46{,}05\lg(f) - 4{,}78(\lg f)2 - (1{,}1\lg f - 0{,}7)h_{МС} + 44{,}9 - 6{,}55\lg h_{БС}\lg \ (r)$

С несколько большей погрешностью приведенную модель Хата можно использовать для «расширенной области», которая характеризуется диапазоном частот (150...1500) МГц, протяженностью трассы (1...80) км, высотой антенны БС (30...400) м, высотой антенны МС (1...10) м.

Модель канала связи в лесу

По рекомендациям МСЭ ITU-R P.525-2. для расчёта ослабления в свободном пространстве используются метод - линии связи пункта с пунктом.

Для линии связи пункта с пунктом ослабление в свободном пространстве между изотропными антеннами, называемое также основными потерями передачи в свободном пространстве, целесообразно рассчитывать следующим образом:

$$L_{\text{св}} = 20 \cdot log_{10}(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda})$$

Уравнение также можно записать, используя вместо длины волны частоту:

$$L_{\text{св}} = 32{,}4 + 20\lg(f) + 20\lg(d)$$

Дополнительное ослабление, $L_{\text{доп}}$, за счет растительности можно определить, как

$$L_{\text{доп}} = L_m(1 - e^{(-d\gamma/L_m)}),$$

где d- длина участка трассы, проходящего по лесу (м);

L_m- максимальное ослабление для одного терминала при определенном типе и глубине растительности;

γ-погонное ослабление для коротких трасс, проходящих через растительный массив (дБ/м).

Погонное ослабление определяется по теоретическим зависимостями из материала [5,6]. В Рекомендации МСЭ-R P.838-2 подробно рассмотрены затухания в осадках.

Моделирование

Проведено моделирование с целью определить допустимую расстояние между приемной станцией и датчиками, расположенными на измерительной аппаратуре. Для рассмотрения выбраны модели городских условий – многоэтажная застройка («Большой город») и пригородные районы («Малый город»), а также лиственный лес. Дополнительно на графиках указан уровень чувствительности приемных устройств системы сбора данных по стандарту LoRaWAN. На рисунке 1 приведены зависимости для условий связи без учета осадков, на рисунке 2 показаны зависимости для дождевых условий.

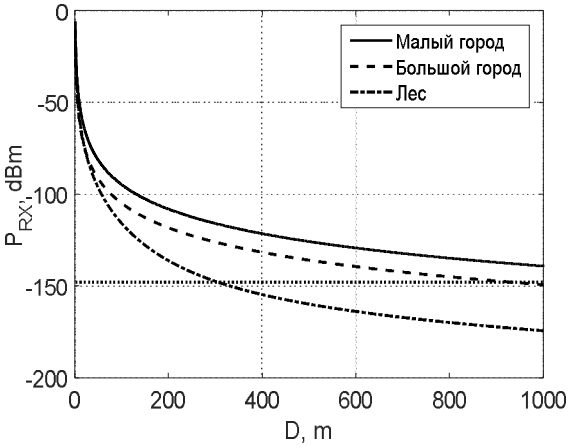


Рис. 1. Зависимость мощности сигнала от расстояния для различных моделей.

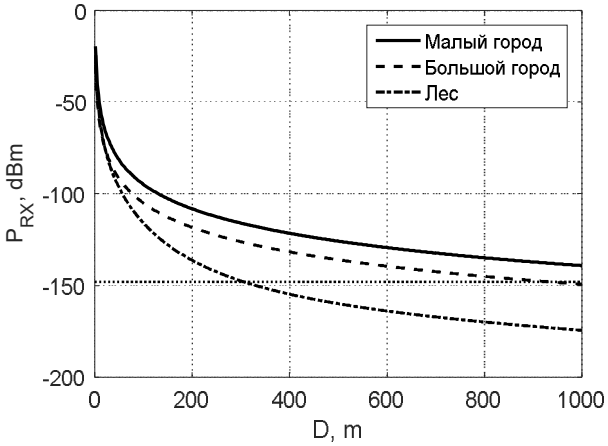


Рис. 2. Зависимость мощности сигнала от расстояния для различных моделей с учетом влияния дождя

По результатам моделирования подтверждено малое влияние осадков на затухание сигнала на частоте 900 МГц, а также значительное его затухание при прохождении в лесу. В дальнейшем планируется более глубокое изучение особенностей распространения сигнала в различных условиях с целью проработки возможности организации связи в условиях вне города.

Библиографический список

1. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. Радио, 1972. – 464 с.

2. Черенкова Е.Л., Чернышев О.В. Распространение радиоволн. –М.: Радио и связь, 1984.-272 с.

3. Раппапорт, Теодор С. (2002). Беспроводная связь: принципы и практика (Второе изд.). Прентис Холл. стр. 153-154.

4. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами: Учебн. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.

5. МСЭ-R P.1411-3 «Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования наружных систем ближней радиосвязи и локальных радиосетей в диапазоне частот от 300 МГц до 100 ГГц».

6. МСЭ-R P.833-9 «Ослабление сигналов растительностью».

7. Рекомендация МСЭ-R P.838-2 «Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования».

УДК 621.311; ГРНТИ 50.09.43

ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ УМНОЖИТЕЛЕЙ ТОКА

С.Ю. Зорин
АО "РПТП"Гранит",
Российская Федерация, Рязань, office@rptp.ru

Аннотация. В работе рассматриваются практические схемы источников питания с использованием умножителей тока. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки, а также возможные методы их модернизации. Рассмотрены четыре варианта умножителей тока: простейшая схема, схема двухступенчатого умножения, использование ШИМ-контроллера и умножитель тока с импульсным стабилизатором напряжения. Рассмотрены вопросы надежности и перспективы развития данных устройств.
Ключевые слова: умножитель тока (УТ), источники питания, конденсаторные источники питания «трансформаторного» типа.

PRACTICAL ASPECTS OF APPLICATION OF CURRENT MULTIPLIERS

S.U. Zorin
JSC "RPTP"Granit",
Russian Federation, Ryazan, office@rptp.ru

The summary. This paper discusses practical circuits of power supplies using current multipliers. Their main features, advantages and disadvantages, as well as possible methods for their modernization are given. Four options for current multipliers are considered: the simplest circuit, a two-stage multiplication circuit, the use of a PWM controller, and a current multiplier with a pulse voltage stabilizer. Issues of reliability and prospects for the development of these devices are considered.
Keywords: current multiplier (CM), power supplies, capacitor power supplies of the "transformer" type.

В настоящее время хорошо известны и широко используются умножители напряжения несимметричные (Villard cascade), симметричные (Double Villard cascade), гибридные и другие, построенные на диодах и конденсаторах. Большое распространение получили и умножители напряжения на преобразователе с переключаемыми конденсаторами (зарядовый насос). Фирмы Maxim, LTC и Intersil серийно выпускают микросхемы, использующие такие преобразователи, например MAX232, MAX680, LT1026, LTC1043 и др.. В общем случае умножение напряжения происходит за счет того, что конденсаторы заряжаются поочередно или параллельно, а разряжаются включенные последовательно. Может возникнуть вопрос, а не попробовать ли наоборот, заряжать конденсаторы, включенные последовательно, а при разряде включать их параллельно. Если не учитывать потери, то зарядный ток каждого конденсатора будет равняться разрядному, и, так как заряжаются они включенные последовательно, а разряжаются теперь уже включенные параллельно, разрядные токи суммируются. Выходной разрядный ток будет в N раз больше входного зарядного, где N – количество конденсаторов. При этом выходное напряжение будет во столько же раз меньше входного. Фактически мы получим умножитель тока (УТ), работающий по «трансформаторному» типу.

Впервые подобное техническое решение предложил Л.М. Браславский в 1972г., подав заявку на изобретение. По всей видимости, оно оказалось настолько оригинальным и неочевидным для специалистов ВНИИГПЭ, что они проводили экспертизу целых шесть лет, и только в 1978 году было выдано авторское свидетельство [1]. Позже Л.М. Браславский сам и в соавторстве запатентовал несколько модифицированных вариантов подобных устройств [2, 3]. В основном это источники питания, на вход которых подается переменное или пульсирующее напряжение и с помощью УТ оно преобразуется в постоянное. В то время высоковольтные ключи были довольно дороги и возможно, поэтому такие устройства не нашли широкого применения.

Рассмотрим простейший практический вариант УТ (рисунок1).

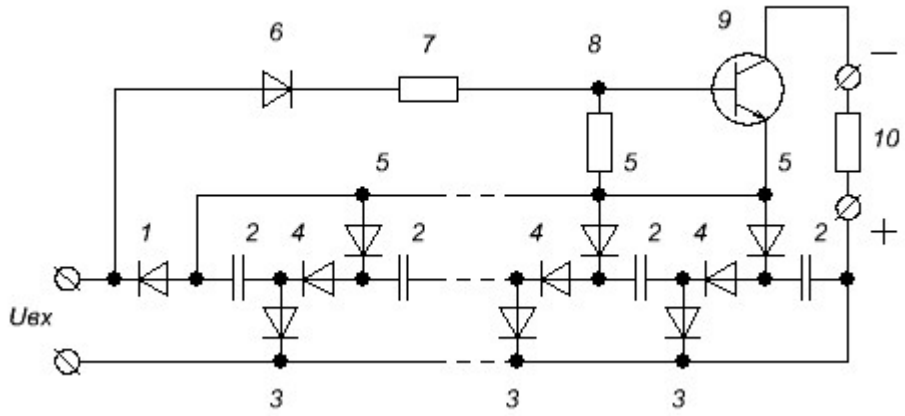


Рис. 1. Простейший вариант УТ

Он содержит ключ 9 на биполярном транзисторе, схему управления ключом 6, 7, 8, и N цепочек, выполненных на вентилях 3, 4, 5 и конденсаторе 2. Цепочки через ключ 9 подключаются к нагрузке 10. Когда на вход поступает отрицательное напряжение Uвх конденсаторы 2 через открытые диоды 1 и 4 заряжаются, причем напряжение на каждом конденсаторе будет в N раз меньше входного. Ток заряда Iз для всех конденсаторов будет одинаковым, так как они включены последовательно. При появлении положительного напряжения Uвх диоды 1 и 4 закрываются, открывается диод 6 и ключ 9. Конденсаторы 2 через открытые диоды 3 и 5 параллельно разряжаются на нагрузку 10. Суммарный ток разряда через нагрузку будет в N раз больше Iз, а напряжение на нагрузке в N раз меньше Uвх. Таким образом, осуществляется трансформация тока и напряжения без использования трансформатора. Вместо биполярного транзистора можно применить полевой, подключив параллельно резистору 5 стабилитрон, ограничивающий напряжение затвора. На выходе получается пульсирующее напряжение, которое можно сгладить фильтрующим конденсатором.

Как видим, схема получается довольно простой. Но, чтобы получить на выходе 12В постоянного напряжения при входном 220В 50Гц, с учетом потерь потребуется 25 ступеней умножения тока. Получается цепочка, состоящая из 25 конденсаторов, 51 диода и одного ключа. Это уже не так просто и довольно громоздко. Чтобы упростить схему можно последовательно включить два УТ с коэффициентами умножения 5 и 5 (5х5=25), практическая реализация показана ниже (рисунок 2).

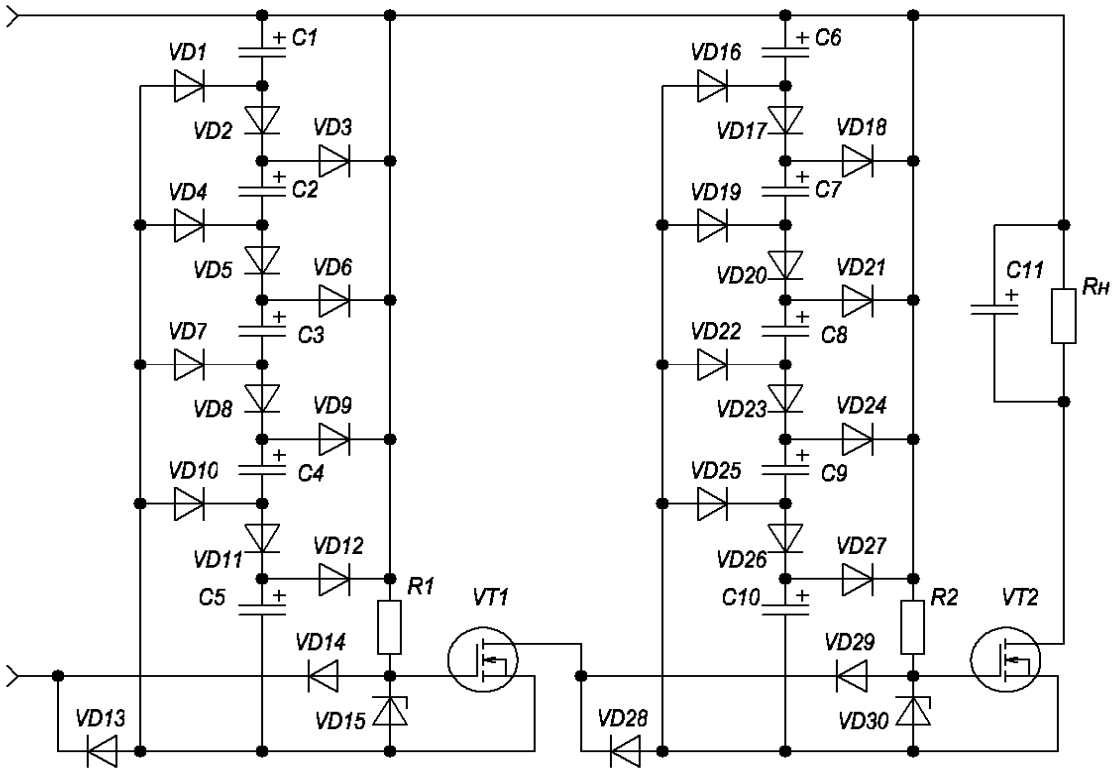


Рис. 2. Практическая реализация последовательного включения двух УТ

Суммарный коэффициент умножения получается тот же, но количество элементов значительно меньше - 10 конденсаторов, 28 диодов и два ключа. Получается, что последовательно включая несколько УТ, можно получить относительно несложное устройство при довольно больших коэффициентах трансформации. Но здесь есть один нюанс. Коэффициент полезного действия (КПД) у таких УТ от 70% до 95%. При последовательном включении суммарный КПД будет равен произведению КПД отдельных УТ. Например, если каждый из двух, включенных последовательно УТ имеет КПД 80%, тогда суммарно получится 64%. А если подключить третий УТ с таким же КПД, то получится 51%.

Несколько слов о потерях. Они складываются из потерь на диодах, на ключах и конденсаторах. Потери на диодах – это преимущественно падение напряжения на открытом p-n переходе диода, динамическими потерями на частотах до 500Гц и обратными токами можно пренебречь. Поэтому желательно применять диоды с минимальным прямым напряжением, например диоды Шоттки.

Потери на ключах примерно одинаковые для полевых и биполярных транзисторов и в значительной мере определяются потерями в управляющих цепях.

Потери на конденсаторах возникают в основном в процессе заряда – разряда, из-за чего напряжение на конденсаторах будет пульсирующим. Чем больше емкость конденсаторов, тем меньше потери и меньше энергии уходит на разогрев. Для конденсаторов фирмы Epcos серии B41605 срок службы конденсаторов > 500000 при температуре + 40ºС и > 20000 часов при температуре + 85ºС, т.е. при увеличении рабочей температуры конденсатора на 45ºС срок службы конденсатора уменьшается в 25 раз! В тоже время увеличение емкости влечет за собой увеличение массогабаритных характеристик. Практика эксплуатации показывает, что пульсации не более 2% вполне допустимы. Существенно уменьшить потери и габариты можно, если увеличить частоту входного напряжения. Тогда можно будет вообще отказаться

от использования электролитических конденсаторов, а заменить их керамикой. Возможная реализация этого показана ниже (рисунок 3).

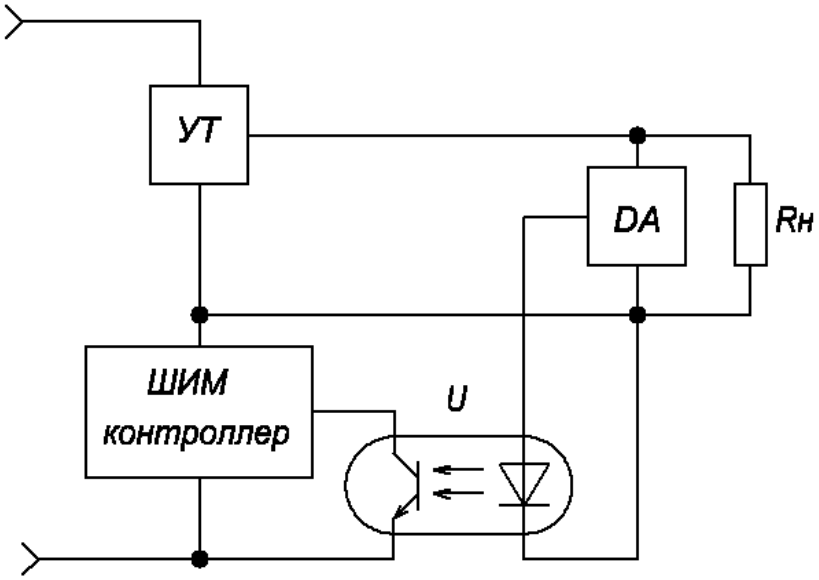


Рис. 3. Применение ШИМ-контроллера в УТ

На вход подается постоянное напряжение. В качестве ШИМ-контроллера используется типовой контроллер. Он вырабатывает пульсирующее напряжение, которое трансформируется УТ. Устройство контроля DA через оптопару U осуществляет обратную связь с ШИМ-контроллером. В результате на нагрузке Rн получим стабилизированное напряжение.

Ключ в УТ можно дополнительно использовать для реализации импульсного стабилизатора напряжения, как показано на рисунке 4.

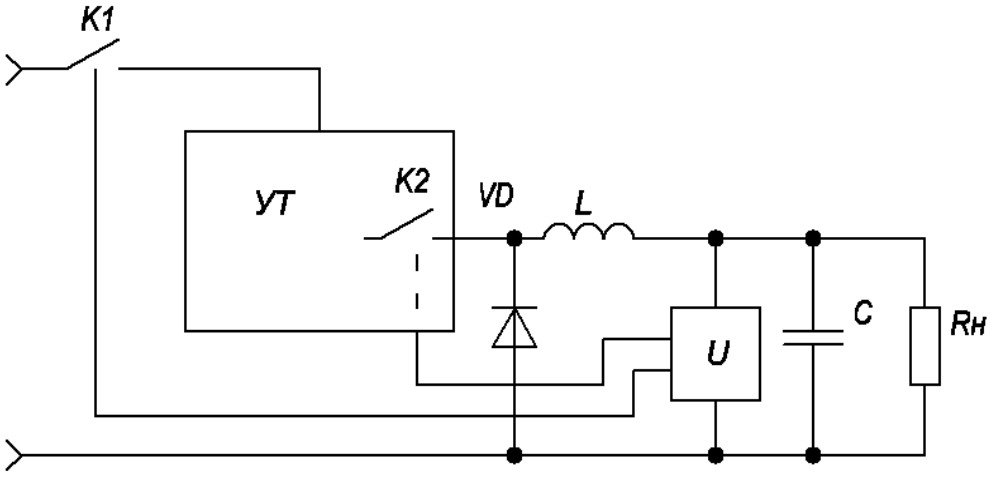


Рис. 4. УТ с импульсным стабилизатором напряжения

Здесь также на вход подается постоянное напряжение. Работа устройства ничем не отличается от работы стабилизатора Step Down с той лишь разницей, что устройство управления U перед командой на открытие ключа K2 вырабатывает команду на закрытие ключа K1 и наоборот.

В заключение хотелось бы отметить, что гальваническая связь с первичной цепью большой недостаток УТ, но незначительные массогабаритные параметры и отсутствие

трансформатора могут в некоторых случаях сделать эти устройства весьма полезными. Практически во всех блоках питания радиоэлектронных устройствах малой и средней мощности, где невозможен электрический контакт человека с элементами схемы можно использовать УТ. Автор данной работы уже много лет разрабатывает и с успехом использует различные модификации этих устройств. За более чем 10 лет эксплуатации различных модификаций УТ они показали свою высокую надежность. На несколько десятков устройств за это время был всего один отказ. Особый интерес УТ могут представлять при разработке источников с не «стандартными» напряжениями, где требуются заказные трансформаторы. И еще, надеюсь не за горами время, когда будет реализовано интегральное исполнение УТ.

Библиографический список

1. Авторское свидетельство SU 637928, H02M 7/12 / Преобразователь переменного тока в постоянный Браславского/ Браславский Л.М.// опубл. 15.12.1978 г., бюллетень № 46.

2. Авторское свидетельство SU 1541732, H02M 7/10 / Однофазный двухполупериодный преобразователь переменного тока в постоянный/ Браславский Л.М., Сажнев А.М.// опубл. 07.02.1990 г., бюллетень № 5.

3. Авторское свидетельство SU 1422331, H02M 7/00 / Преобразователь переменного напряжения в постоянное/ Басин Е.Н., Браславский Л.М., Кобылянский В.Г., Сажнев А.М., Свиридов В.П. // опубл. 07.09.1988 г., бюллетень № 33.

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 004.7; ГРНТИ 49.01.81

НОРМИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОШИБОК ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ ПЛЕЗИОХРОННОЙ ЦИФРОВОЙ ИЕРАРХИИ ПРИ ВВОДЕ И В ПРОЦЕССЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

К.А. Батенков
МИРЭА – Российский технологический университет,
Россия, Москва, pustur@yandex.ru

Аннотация. В работе представлены основные особенности нормирования параметров ошибок цифровых каналов плезиохронной цифровой иерархии при вводе и в процессе эксплуатации.
Ключевые слова: сеть связи, плезиохронная цифровая иерархия, цифровой канал, нормирование.

NORMALIZATION OF ERROR PARAMETERS OF DIGITAL CHANNELS OF THE PLESIOCHRONOUS DIGITAL HIERARCHY DURING COMMISSIONING AND DURING OPERATION

K.A. Batenkov
MIREA – Russian Technological University,
Russia, Orel, pustur@yandex.ru

Abstract. The paper presents the main features of the normalization of error parameters of digital channels of the plesiochronous digital hierarchy during commissioning and during operation.
Keywords: communication network, plesiochronous digital hierarchy, digital channel, rationing.

В рекомендации ITU-T M.2100 [1] отражены нормы на параметры ошибок при вводе в эксплуатацию (BIS – bringing-into-service) и в процессе эксплуатации международных трактов PDH нескольких операторов с первичной скоростью и выше, а также соединений с меньшими скоростями.

Эталонная модель каналов и трактов соответствует модели, используемой при расчете параметров готовности (рис. 1).

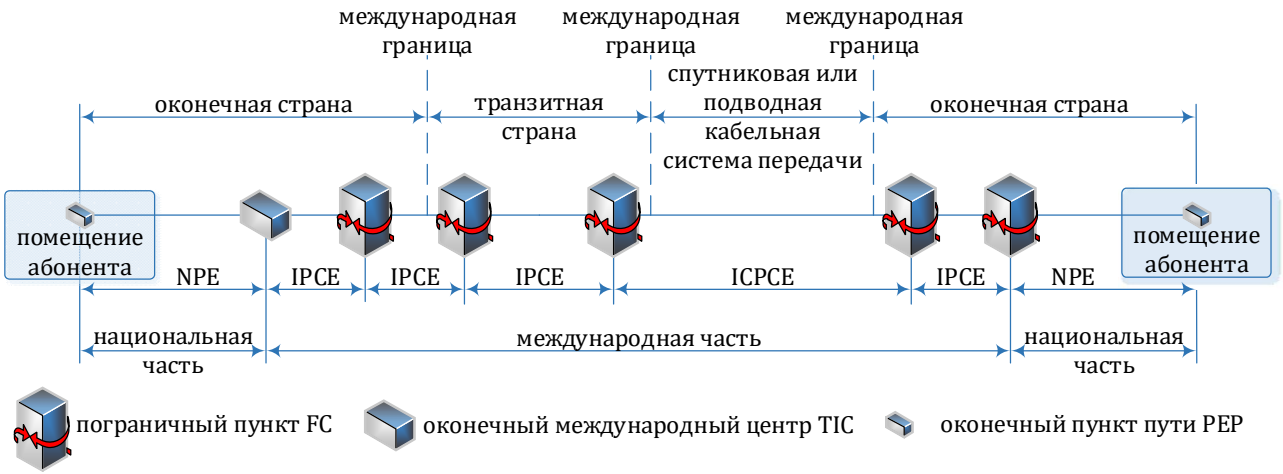


Рис. 1. Пример сквозного пути и его элементов [2]

Основные цифровые каналы и цифровые сетевые тракты считаются соответствующими оперативным нормам, если отвечают нормам по каждому из показателей ошибок – ESR и SESR.

Основой определения оперативных норм для канала или тракта являются общие расчетные нормы для сквозного соединения (end-to-end) на показатели ошибок для международного соединения (табл. 1). Отметим, что данные нормы практически полностью соответствуют нормам на параметры ошибок каналов и трактов взаимоувязанной сети связи Российской Федерации.

Таблица 1. Оперативные нормы на показатели ошибок для международных каналов и трактов

тип канала или тракта	скорость, Мбит/с	ESR r_e'	SESR r_s'
каналы, использующую аппаратуру разработанную после 14.12.2002	0,064–2,048	0,04	0,001
каналы, использующую аппаратуру разработанную до 14.12.2002	0,064–2,048	0,02	0,001
первичный сетевой тракт	2,048	0,02	0,001
вторичный сетевой тракт	8,448	0,025	0,001
третичный сетевой тракт	34,368	0,0375	0,001
четверичный сетевой тракт	139,264	0,08	0,001

Длина L элемента тракта соответствует расчетной длине L домена, тыс. км

$$L = \begin{cases} 1{,}5L_a, L_a < 1, \\ 1{,}5, 1 \le L_a < 1{,}2, \\ 1{,}25L_a, L_a \ge 1{,}2, \end{cases}$$

где L_a – длина воздушной трассы, тыс. км.

Длина L_a воздушной трассы (расстояние по прямой) определяется на основе координат объектов.

Коэффициенты длины для IPCE

$$k = \begin{cases} 0{,}01\left(1 + \left\lceil \frac{L}{0{,}5} \right\rceil\right), L \le 1, \\ 0{,}02\left(1 + \left\lceil \frac{L}{2{,}5} \right\rceil\right), 1 < L \le 7{,}5, \\ 0{,}1, L > 7{,}5, \end{cases}$$

где L – длина элемента тракта, тыс. км,

для ICPCE, построенного на подводном неоптическом кабеле,

$$k = \begin{cases} 0{,}03, 0{,}5 < L \le 1, \\ 0{,}02\left(1 + \left\lceil \frac{L}{2{,}5} \right\rceil\right), 1 < L \le 12{,}5, \\ 0{,}08, L > 5, \end{cases}$$

для ICPCE, построенного на подводном оптическом кабеле,

$$k = \begin{cases} 0{,}01, L \le 0{,}5, \\ 0{,}025, L > 0{,}5, \end{cases}$$

для ICPCE, построенного на спутниковых системах передачи,

$$k = 0{,}2,$$

для ICPCE, построенного на наземных системах передачи

$$k = 0{,}5, L < 0{,}3.$$

При наличии в составе канала или тракта нескольких элементов с коэффициентами длины k_i, $i = 1, 2, \dots, n$, коэффициент длины всего канала или тракта

$$k = \sum_{i=1}^{n} k_i.$$

Нормы, приведенные в рекомендации ITU-T M.2100 [1], используются для указания на необходимость вмешательства при техническом обслуживании и вводе в эксплуатацию. Сеть, удовлетворяющая данным оперативным нормам, должна соответствовать долговременным нормам, изложенным в рекомендациях ITU-T G.821 [3] и G.826 [4]. Статистические колебания моментов возникновения аномалий приводят к неуверенности в соответствии долговременным нормам. На основе допустимых пределов для числа событий при ограниченной длительности измерений определяют неприемлемые или ухудшенные показатели качества систем передачи и трактов. Единственным способом выявить точное соответствие долговременным нормам является проведение непрерывных измерений в течение длительного периода времени (нескольких месяцев).

Определены нормы для трех процедур технического обслуживания: ввод в эксплуатацию (BIS – bringing-into-service), техническое обслуживание, ввод после ремонта [5].

При вводе в эксплуатацию измерения проводятся между цифровыми оконечными пунктами при использовании псевдослучайной двоичной последовательности PRBS.

Во время эксплуатации для целей контроля необходимы дополнительные нормы [6]. Данный контроль осуществляется без прекращения связи при использовании специальной аппаратуры контроля. Процесс контроля включает анализ аномалий и дефектов для выявления уровня качества: нормальное, ухудшенное или неприемлемое (табл. 2). Для ухудшенного и неприемлемого качества определены допустимые пределы, в общем случае отличающиеся от допустимых пределов при вводе в эксплуатацию.

Таблица 2. Коэффициент типа эксплуатационного контроля m

тип испытания	системы передачи	сетевые тракты, участки, основные цифровые каналы
ввод в эксплуатацию	0,1	0,5
ввод после ремонта	0,125	0,5
ввод с пониженным качеством	0,5	0,75
вывод из эксплуатации	10	10

Нормы на ввод каналов и трактов после ремонта идентичны нормам при вводе в эксплуатацию.

Процедуры испытаний при вводе в эксплуатацию (BIS) определены в рекомендации ITU-T M.2110 [7]. Контроль показателей ошибок в каналах или трактах для определения соответствия оперативным нормам может проводиться в эксплуатационных условиях за различные периоды времени – 15 минут, 2 часа и 1 сутки. Для анализа результатов контроля определяются пороговое значение s_e^- числа секунд с ошибками ES и пороговое значение s_s^- числа секунд с существенными ошибками SES за период наблюдения T

$$s_e^- = \max\left(0; mkTr_e' - 2\sqrt{mkTr_e'}\right),$$
$$s_s^- = \max\left(0; mkTr_s' - 2\sqrt{mkTr_s'}\right),$$

где m – коэффициент типа эксплуатационного контроля (табл. 2);

k – коэффициент длины канала или тракта.

Если за период наблюдения T по результатам эксплуатационного контроля получено число s_e секунд с ошибками ES или число s_s секунд с существенными ошибками SES, то система передачи или тракт считаются успешно прошедшими испытания только при условии непревышения допустимых порогов, то есть при $s_e \leq s_e^-$ или $s_s \leq s_s^-$.

Во время эксплуатации для проведения контроля рассчитанные пороговые значения и измерительные данные передаются в операционные системы посредством сети управления электросвязью (TMN – telecommunications management network) как для анализа в реальном времени, так и для долговременного.

Определены две стандартные длительности интервалов измерений при контроле во время эксплуатации (технического обслуживания), каждому из которых соответствуют свои предельные значения показателей.

Первая длительность контроля соответствует 15 минутам и используется при идентификации неприемлемого уровня показателей качества ES s_e'' и SES s_s'', либо возврате в нормальное состояние. Пороговые значения приведены в таблицах 3 и 4.

Таблица 3. Пороговые значения показателей качества по умолчанию для идентификации состояния их неприемлемости

коэффициент длины k	первичный уровень		вторичный уровень		третичный уровень		четверичный уровень	
	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с
$k < 0{,}35$	80	10	80	10	100	10	120	10
$k \geq 0{,}35$	120	15	120	15	150	15	180	15

Таблица 4. Пороговые значения показателей качества по умолчанию для возврата в нормальное состояние из неприемлемого

коэффициент длины k	первичный уровень		вторичный уровень		третичный уровень		четверичный уровень	
	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с	ES, с	SES, с
$k < 0{,}35$	1	0	1	0	1	0	1	0
$k \geq 0{,}35$	2	0	2	0	3	0	4	0

Вторая длительность контроля соответствует одним суткам и используется при идентификации ухудшенного уровня показателей качества ES s_e'' и SES s_s''. Пороговые значения ухудшенных качественных показателей рассчитываются исходя из 75 % границы для трактов и 50 % для систем передачи (табл. 2).

Библиографический список

1. Rec. M.2100. Performance limits for bringing-into-service and maintenance of international multi-operator PDH paths and connections. – 2003–04. – Geneva : ITU-T, 2003. – 50 p.

2. Rec. G.827. Availability performance parameters and objectives for end-to-end international constant bit-rate digital paths. – 2003–09. – Geneva : ITU-T, 2003. – 26 p.

3. Rec. G.821. Error performance of an international digital connection operating at a bit rate below the primary rate and forming part of an Integrated Services Digital Network. – 2002–12. – Geneva : ITU-T, 2002. – 18 p.

4. Rec. G.826. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections. – 2002–12. – Geneva : ITU-T, 2002. – 34 p.

5. Батенков К.А. Анализ и синтез структур сетей связи методом перебора состояний. Вестник Санкт-Петербургского университета. Прикладная математика. Информатика. Процессы управления. 2022. Т. 18. № 3. С. 300-315. https://doi.org/10.21638/11701/spbu10.2022.301

6. Rec. M.20. Maintenance philosophy for telecommunication networks. – 1992–10. – Geneva : ITU-T, 1993. – 23 p.

7. Rec. M.2110. Bringing into service international multi-operator paths, sections and transmission systems. – 2002–07. – Geneva : ITU-T, 2002. – 18 p.

УДК 004.932; ГРНТИ 47.51.39

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ УСИЛЕНИЯ КОНТРАСТА ПО КРИТЕРИЯМ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ ВИДЕОСВЯЗИ

А.А. Бауков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, baukov.andrej@yandex.ru

Аннотация. Объяснена важность задачи оценки работы методов усиления контраста по критериям общего качества изображений. Приведено краткое описание известных алгоритмов увеличения контрастности, а также эталонных показателей, использующихся для оценки качества изображений в системах передачи видеоданных. Выполнено экспериментальное сравнение алгоритмов усиления контраста по данным критериям качества.

Ключевые слова: алгоритм усиления контраста, критерий качества, сквозная цветовая разность, сквозное отношение максимального сигнала к шуму, вейвлет-преобразование.

COMPARISON OF THE CONTRAST ENHANCEMENT ALGORITHMS RESULTS ACCORDING TO IMAGE QUALITY CRITERIA IN VIDEO COMMUNICATION SYSTEMS

A.A. Baukov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, baukov.andrej@yandex.ru

Abstract. The task importance of assessing the performance of contrast enhancement methods based on the criteria of overall image quality is explained. A brief description of known contrast enhancement algorithms is given, as well as benchmarks used to assess image quality in video transmission systems. An experimental comparison of contrast enhancement algorithms was carried out according to these quality criteria.

Keywords: contrast enhancement algorithm, quality criterion, end-to-end color difference, end-to-end maximum signal-to-noise ratio, wavelet transform.

Введение

Ослабление контраста видеоизображений, вызванное, например, съёмкой в неблагоприятных погодных условиях или тёмное время суток, сопровождается, как правило, такими нежелательными явлениями, как искажения яркости и уменьшение цветовой насыщенности объектов видеосцены. Большинство известных алгоритмов увеличения контрастности [1-5] не только не способны компенсировать данные явления, но и вносят собственные искажения. Так, осветление изображений и нарушение цветового баланса приводят к эффекту «нереалистичности» происходящего в кадре, а слишком большое увеличение контраста может являться причиной появления ореолов на границах однородных и неоднородных участков, а также усиления видимости цифровых шумов и артефактов сжатия. Таким образом, достижение результата в решении одной задачи (увеличения контрастности) часто сопровождается ухудшением качества изображения по другим критериям.

В работе [6] представлен алгоритм усиления контраста изображений, который в значительной степени снижает проявление описанных выше недостатков известных подходов при сохранении достаточной степени увеличения контрастности кадра. Количественно это подтверждено результатами экспериментального сравнения предложенного подохода с известными по эталонным показателям качества Structural Similarity (SSIM) [7] и Feature Mutual Information (FMI) [8], которые использовались в качестве меры сходства между обработанными исследуемыми алгоритмами низкоконтрастными кадрами и эталонными высококонтрастными изображениями соответствующих сцен [6].

Известен Национальный стандарт РФ «Системы и оборудование мультимедиа. Оценка качества. Системы аудио-, видеосвязи» [9], в котором описаны рекомендации и параметры для оценки качества цифровых систем видеосвязи, в частности, сквозные цветовые разности,

сквозное отношение максимального сигнала к шуму (PSNR), а также сквозная оценка качества в пространственно-частотной области [9, 10]. Данные показатели также являются эталонными, то есть расчёт оценки качества выполняется на основе сопоставления двух кадров, записанных на входе и на выходе системы связи. Так как представленные параметры качества учитывают в том числе и искажения, наблюдаемые на низкоконтрастных изображениях, а также вносимые дополнительно применяемыми алгоритмами усиления контраста, представляет интерес сравнение результатов работы данных методов по описанным в данном стандарте критериям качества.

Краткое описание сравниваемых алгоримов

В работе сравниваются следующие методы усиления контраста, основанные на преобразовании гистограмм кадра или блока:

1) алгоритм эквализации гистограммы (HE), в котором гистограмма значений яркости кадра преобразуется к равномерному закону распределения с помощью интегральной функции распределения [1, 2];

2) алгоритм адаптивной эквализации гистограммы (AHE), в котором метод HE применяется не к целому кадру, а к составляющим его прямоугольным блокам [3];

3) алгоритм адаптивной эквализации гистограммы с ограничением (CLAHE), в котором перед применением метода AHE выполняется «срез» верхней части гистограммы значений яркости блока кадра с целью снижения переконтрастирования [4, 5];

4) модифицированный вариант алгоритма CLAHE, в котором уровень среза гистограммы отличается от блока к блоку и зависит от степени однородности соответствующего участка кадра, то есть является функцией от дисперсии значений яркости в блоке [5], что уменьшает проявление шумов и блочности в однородных областях, но может приводить к переконтрастированию и цветовым и яркостным искажениям в наиболее неоднородных;

5) алгоритм, разработанный авторами и представленный в работе [6], включающий следующие этапы:

– преобразование низкоконтрастного кадра в цветовое пространство HSI (цветовой тон, насыщенность, интенсивность);

– определение в каждом прямоугольном блоке оптимальной степени увеличения контрастности на основе средних значений насыщенности цвета и модуля вектора градиента интенсивности соответствующей области;

– применение метода CLAHE к каждому блоку компоненты интенсивности I;

– расчёт коэффициентов коррекции искажений для компонент I и S (насыщенности) на основе информации о значениях этих параметров для каждой точки кадра, а также о вычисленной степени усиления контраста;

– фильтрацию карт коэффициентов коррекции;

– компенсацию искажений с помощью рассчитанных коэффициентов коррекции;

– обратное преобразование в цветовое пространство RGB.

Описание критериев качества

В стандарте [9] введены описанные ниже эталонные критерии качества (КК).

Сквозная цветовая разность для k-ой сцены (набора из двух изображений размером $M \times N$ пикселей: эталонного (высококонтрастного) и соответствующего низкоконтрастного (необработанного или обработанного одним из сравниваемых алгоритмов)) определяется по формуле:

$$\overline{\Delta E}_k = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \Delta E_{mnk}, \quad (1)$$

где цветовая разность между соответствующими пикселями в однородной цветовой модели CIELAB [9] определяется как

$$\Delta E_{mnk} = \sqrt{\left(L_{mnk} - L_{0mnk}\right)^2 + \left(a_{mnk} - a_{0mnk}\right)^2 + \left(b_{mnk} - b_{0mnk}\right)^2}. \quad (2)$$

В данной формуле L_{mnk} и L_{0mnk} – значения пикселей m-ой строки и n-го столбца k-ой сцены яркостной компоненты L низкоконтрастного и эталонного изображений соответственно. Аналогично обозначены пиксели цветоразностных компонент a и b.

Для разделения сведений о цветовой насыщенности и цветовом тоне является целесообразным расчёт сквозной цветовой разности также в пространстве HSI. Тогда формула (2) примет вид (с заменой соответствующих обозначений пикселей компонент):

$$\Delta E_{mnk} = \sqrt{\left(H_{mnk} - H_{0mnk}\right)^2 + \left(S_{mnk} - S_{0mnk}\right)^2 + \left(I_{mnk} - I_{0mnk}\right)^2}.$$

Чем меньше цветовая разность, тем больше сходство между эталонным и обработанным кадром, и, следовательно, выше качество работы оцениваемого алгоритма.

Сквозное отношение максимального сигнала к шуму (PSNR) определяется по формуле [9]:

$$PSNR_k = 10\lg\left(\frac{J_{\max}^2}{MSE_k}\right), \quad (3)$$

где $J_{\max}$ – максимально возможное значение триплетов пикселей (для цветового пространства CIELAB $J_{\max} = 148,254$), а среднеквадратичная ошибка вычисляется как

$$MSE_k = \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\left(\Delta E_{mnk}\right)^2.$$

Данный КК может быть рассчитан в различных цветовых пространствах, в том числе CIELAB и HSI. Чем больше значение PSNR, тем больше сходство между эталонным и обработанным кадром, и выше качество работы оцениваемого алгоритма.

Сквозная оценка качества в пространственно-частотной области предусматривает вычисление среднеквадратичной ошибки между блоками эталонного и низкоконтрастного (необработанного или обработанного) изображений в вейвлет-преобразованной области. При этом используется вейвлет-преобразование с тремя уровнями, которое образует 10 блоков. Для p-го блока k-ой сцены среднеквадратичные ошибки между соответствующими вейвлет-коэффициентами в цветовом пространстве RGB вычисляются по формуле [9, 10]:

$$\Delta C_{pk} = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\left(\Delta C_{Rmnpk}^2 + \Delta C_{Gmnpk}^2 + \Delta C_{Bmnpk}^2\right),$$

где $\Delta C_{Rmnpk} = C_{Rmnpk} - C_{0Rmnpk}$ – разность между коэффициентом низкоконтрастного изображения и соответствующим коэффициентом эталонного изображения для компоненты красных (R) пикселей. Аналогично вычисляются разности коэффициентов для компонент зелёных (G) и синих (B) пикселей.

Обобщённая сквозная оценка качества в пространственно-частотной области вычисляется как взвешенная по всем блокам вейвлет-преобразования сумма среднеквадратичных ошибок между соответствующими коэффициентами [9, 10]:

$$\Delta C_k = \sum_{p=1}^{10} \omega_p \Delta C_{pk}. \quad (4)$$

Поскольку рассматриваемый КК в данной работе используется для оценки работы алгоритмов усиления контраста, которые должны обеспечивать хорошую видимость всех объектов видеосцены, то весовые параметры для блоков коэффициентов деталей выбраны большими, чем для блоков коэффициентов приближения вейвлет-разложения, а весовые значения блоков коэффициентов вейвлет-преобразования 1-го уровня приняты большими, чем для блоков 2-го уровня (разложения прореженного изображения) и т. д.:

$$\boldsymbol{\omega} = \left[0{,}3 \quad 0{,}25 \quad 0{,}25 \quad 0{,}06 \quad 0{,}05 \quad 0{,}05 \quad 0{,}012 \quad 0{,}01 \quad 0{,}01 \quad 0{,}008\right],$$

где первые три весовые значения соответствуют блокам вейвлет-коэффициентов диагональных, горизонтальных и вертикальных деталей 1-го уровня соответственно, далее – 2-го и 3-го уровней, последний весовой параметр – матрице коэффициентов приближения 3-го уровня.

Чем меньше значение данного критерия, тем выше качество изображения, полученного в результате использования выбранного алгоритма усиления контраста.

Для каждого КК необходимо произвести усреднение по всем сценам-наборам изображений, для которых вычислялись данные показатели:

$$\overline{Q} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} Q_k, \quad (5)$$

где $\overline{Q}$ – усреднённый показатель качества Q по всем K сценам.

Результаты экспериментального сравнения

В таблице 1 представлены результаты сравнения алгоритмов усиления контраста по следующим критериям качества, усреднённым по формуле (5): сквозная цветовая разность (1) в цветовых пространствах CIELAB ($\overline{\Delta E}_{Lab}$) и HSI ($\overline{\Delta E}_{HSI}$), сквозное отношение максимального сигнала к шуму (3) в цветовых пространствах CIELAB ($\overline{PSNR}_{Lab}$) и HSI ($\overline{PSNR}_{HSI}$), сквозная оценка качества в пространственно-частотной области $\overline{\Delta C}$ (4); а также усреднённые значения данных КК для исходных низкоконтрастных изображений. При этом использована база [11] из эталонных и соответствующих низкоконтрастных изображений.

Таблица 1. Результаты сравнения алгоритмов усиления контраста

Критерий	Исх. изобр.	HE	AHE	CLAHE	CLAHE-мод.	Разработанный
$\overline{\Delta E}_{Lab}$	16,29	12,96	15,15	12,89	13,14	11,97
$\overline{\Delta E}_{HSI}$	0,271	0,227	0,263	0,223	0,229	0,21
$\overline{PSNR}_{Lab}$	17,97	19,85	18,55	19,95	19,78	20,88
$\overline{PSNR}_{HSI}$	10,31	11,68	10,35	11,74	11,59	12,33
$\overline{\Delta C}$	964,2	608,4	1270,6	554	660	325,7

Из результатов экспериментального сравнения очевидно, что изображения, обработанные предложенным авторами алгоритмом усиления контраста [6], имеют более высокие значения всех КК по сравнению с другими известными подходами. На втором месте также по значениям всех КК расположен алгоритм CLAHE [4], который выигрывает у своего модифицированного варианта [5] за счёт менее выраженного переконтрастирования в наиболее текстурированных областях кадров, однако, как показано в работе [6], исходная версия CLAHE проигрывает по показателю увеличения контрастности. Худшие результаты показал метод AHE [3], поскольку без проведения операции ограничения гистограммы блоков, контролирующей степень усиления контраста, изображение становится чрезмерно контрастным и сильно искажённым по цветояркостным показателям.

Заключение

В результате проведённого экспериментального сравнения алгоритмов усиления контраста изображений установлено, что алгоритм, разработанный авторами и подробно описанный в статье [6], обеспечивает наибольшее улучшение качества изображений по всем рассмотренным в работе КК. В количественной мере данное улучшение составляет 16,2…66,2 %, что превышает значения улучшений при использовании других известных методов на 4,8…34,7 %. Особенно заметным преимущество разработанного подхода является при сравнении по продвинутому показателю качества, использующему трёхмерное вейвлет-преобразование эталонного и обработанного изображений: качество обработанного кадра увеличивается в среднем на 66,2 % по сравнению с исходным.

Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.

2. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. - Новосибисрк: Изд-во НГТУ, 2000. – 168 с.

3. Получение и обработка изображений на ЭВМ: учебно-методическое пособие / В.В. Старовойтов, Ю.И. Голуб. – Минск : БНТУ, 2018. – 204 с.

4. Zuiderveld K. Contrast limited adaptive histogram equalization // Graphics gems. 1994. Т. 4. С. 474-485.

5. Jia Z., Wang H., Caballero R.E., Xiong Z., Zhao J., Finn A. A two-step approach to see-through bad weather for surveillance video quality enhancement // Machine Vision and Applications. 2012. Vol. 23. No. 6. P. 1059-1082.

6. Дмитриев В.Т., Бауков А.А. Разработка алгоритма улучшения контраста видеоизображений для применения в системах цифрового телевидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 84. С. 77-87.

7. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R., Simoncelli E.P. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity // IEEE transactions on image processing. 2004. Vol. 13, № 4. P. 600-612.

8. Haghighat M., Razian M.A. Fast-FMI: non-reference image fusion metric // 2014 IEEE 8th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). 2014. P. 1-3.

9. ГОСТ Р 58245-2018. Системы и оборудование мультимедиа. Оценка качества. Системы аудио-, видеосвязи: национальный стандарт Российской Федерации: дата введения 2018-10-17 / Федеральное агенство по техническому регулированию и метрологии. – Москва: Стандартинформ, 2018. – 35 с.

10. Lee C., Kwon O. Objective measurements of video quality using the wavelet transform // Optical Engineering. 2003. No. 42(1). P. 265-272.

11. Li B., Ren W., Wang Z. RESIDE Dataset: OTS (Outdoor Training Set) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://sites.google.com/view/reside-dehaze-datasets. Дата доступа: 01.02.2023.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.39

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ХУРГИНА – ЯКОВЛЕВА ПРИ ТРЁХКАНАЛЬНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В.Т. Дмитриев, Ву Хоанг Шон

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, vuhoangson.adaf@gmail.com

Аннотация. В работе предложена модификация алгоритма Хургина-Яковлева при трёхканальной реализации N=3, а также проведен анализ преимуществ и недостатков предложенной модификации алгоритма по сравнению с теоремой В.А. Котельникова. На основе проведенного анализа предложена практическая реализация предложенного алгоритмав алгоритмах первичного кодирования.

Ключевые слова: алгоритм Хургина-Яковлева, теорема В.А. Котельникова, обработка речевых сигналов, речевые кодеки, отношение сигнал-шум.

MODIFICATION OF THE KHURGIN-YAKOVLEV ALGORITHM IN THREE-CHANNEL IMPLEMENTATION

V.T. Dmitriev, Vu Hoang Son

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, vuhoangson.adaf@gmail.com

Annotation. The work proposes a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm with a three-channel implementation of N=3, and also analyzes the advantages and disadvantages of the proposed modification of the algorithm in comparison with the theorem of V.A. Kotelnikov. Based on the analysis, a practical implementation of the proposed algorithm in primary coding algorithms is proposed.

Key words: Khurgin-Yakovlev algorithm, V.A.'s theorem Kotelnikov, speech signal processing, speech codecs, signal-to-noise ratio.

Современные методы обработки сигналов основаны на теореме В.А. Котельникова, известной также как теорема отсчетов. Эта теорема устанавливает ограничения на процесс оцифровки аналоговых сигналов и формирует основу для многих технологий, включая цифровую обработку сигналов. Однако, несмотря на свою значимость, теорема В.А. Котельникова имеет некоторые недостатки. При практическом использовании теоремы В.А. Котельникова возникают ошибки усечения и наложения, связанные с финитностью во времени реализаций случайных процессов [1, 2].

Для преодоления ограничений теоремы В.А. Котельникова, повышения эффективности восстановления сигнала, снижения вычислительной нагрузки через эффективное распараллеливание операций и повышения устойчивости к воздействию помех предлагается использовать алгоритм Хургина-Яковлева [1, 2]. В этом алгоритме для представления сигнала используются прореженные отсчеты сигнала и производных сигнала первого и высших порядков [1]. Применение данного алгоритма представляет возможность эффективного распараллеливания вычислении и улучшения устойчивости к воздействию шумов в канале связи исследована. В данной работе будет разработана модификация алгоритма Хургина-Яковлева при трёхканальной реализации N=3 в сравнении с теоремой В.А. Котельникова.

Представление Хургина-Яковлева при N=3

Представление Хургина-Яковлева обеспечивает возможность восстановления сигнала с финитным спектром f(t) по его отсчетам и (N-1) его производным, взятым с частотой дискретизации 2F/N, осуществляется с применением следующей формулы [1]:

$$f(t)=\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{f^{(k)}(Nn\Delta)}{k!}.(t-Nn\Delta)^k.\mathrm{sinc}^N\left[\frac{\pi}{N\Delta}(t-Nn\Delta)\right] \quad (1)$$

где $f^{(k)}(Nn\Delta)$ - *k-я* производная сигнала, $\Delta \le 1/2F$ - величина интервала между моментами отсчетов, определенных по теореме В.А. Котельникова.

При трёхканальной реализации N=3 формула (1) преобразуется к следующему виду:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=0}^{2}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{f^{(k)}(3n\Delta)}{k!}.(t-3n\Delta)^k.\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(3n\Delta).\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right] \\ &+ \sum_{n=-\infty}^{\infty} f'(3n\Delta).(t-3n\Delta).\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right] \\ &+ \sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{f''(3n\Delta)}{2}.(t-3n\Delta)^2.\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right]. \end{aligned} \quad (2)$$

Способ обработки сигнала, основанный на формуле (2), представляется следующим образом. Нужно передать сигнал *f(t)*, спектр которого сосредоточен внутри интервала $(-\pi/\Delta;\pi/\Delta)$. Через равные интервалы времени длительности 3Δ выбираются отсчетные значения функции $f(n.3\Delta)$, ее первой производной $f'(n.3\Delta)$ и второй производной $f''(n.3\Delta)$. Эти величины кодируются в виде коротких импульсов (амплитуды импульсов пропорциональны соответствующим величинам), которые на приемном конце подаются на соответствующие синтезирующие фильтры с импульсными переходными функциями, задаваемыми формулой (3), амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики которых показаны на рисунке 1:

$$\begin{aligned} \theta_1(t) &= \operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right]. \\ \theta_2(t) &= (t-3n\Delta).\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right]. \\ \theta_3(t) &= (t-3n\Delta)^2.\operatorname{sinc}^3\left[\frac{\pi}{3\Delta}(t-3n\Delta)\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

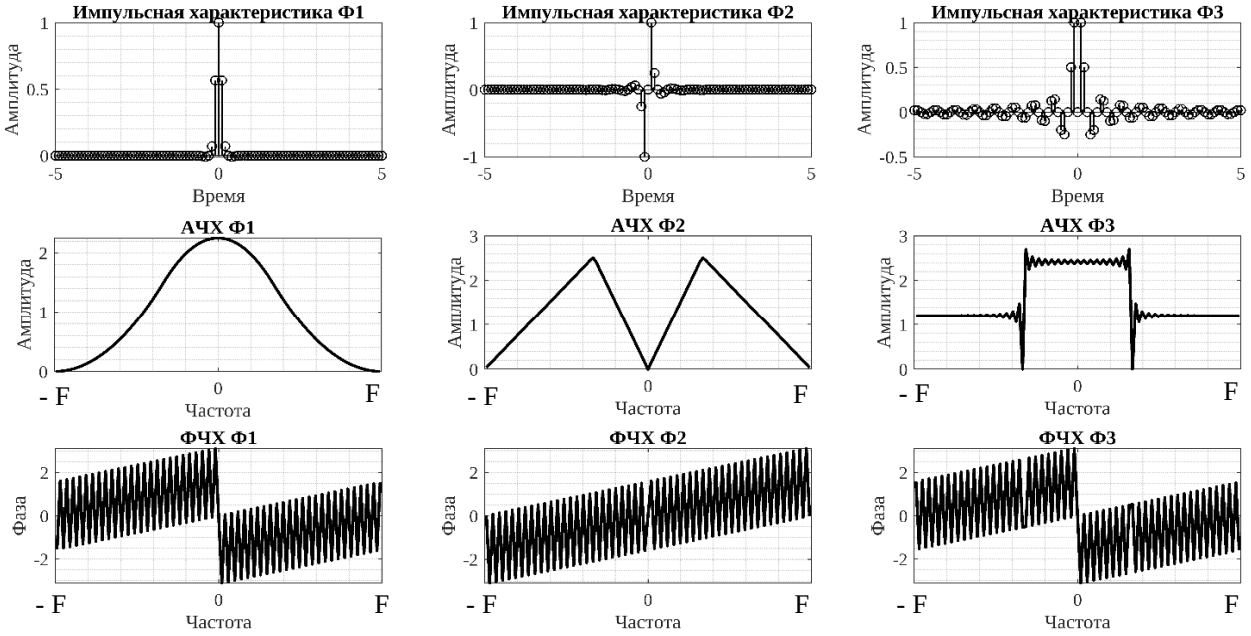


Рис. 1. АЧХ и ФЧХ третьего синтезирующего фильтра представления Хургина – Яковлева при N=3

Выходы фильтров суммируются, и в итоге на выходе всей системы формируется сигнал, который соответствует правой части формулы (2).

Синтезирующие фильтры с импульсными переходными функциями (3) являются полосовыми фильтрами с верхней граничной частотой $F = \pi / \Delta$. Это – идеальные фильтры в том смысле, что они не пропускают частот выше F.

Модификация алгоритма Хургина-Яковлева при N=3

С целью минимизации ошибки восстановления проведена модификация синтезирующих фильтров для представления Хургина – Яковлева при N=3. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) *A(f)* и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) *Ф(f)* синтезирующих фильтров для данной модификации представления Хургина – Яковлева при использовании двух производных сигнала имеют следующий вид.

Для первого фильтра АЧХ и ФЧХ имеют вид:

$$A_1(f) = 2,22 + 1,25.(f/F) - 16,27.(f/F)^2 + 20,45.(f/F)^3 - 7,67.(f/F)^4,$$
$$\Phi_1(f) = 0.$$

Для второго фильтра АЧХ и ФЧХ имеют вид:

$$A_2(f) = \begin{cases} 4,26.(f/F) \text{ при } f \le 0,36.F \\ -2,15.(f/F) + 2.15 \text{ при } 0,36.F < f \le F, \end{cases}$$
$$\Phi_2(f) = \begin{cases} -\pi/2 \text{ при } f \le F \\ \pi/2 \text{ при } F < f \le 2F. \end{cases}$$

Для третьего фильтра АЧХ и ФЧХ имеют вид:

$$A_3(f) = \begin{cases} 1,37 \text{ при } f \le 0,36.F \\ 0,69 \text{ при } 0,36.F < f \le F, \end{cases}$$
$$\Phi_3(f) = 0.$$

Структурная схема алгоритма

На рисунке 2 показана структурная схема алгоритма обработки и передачи сигналов

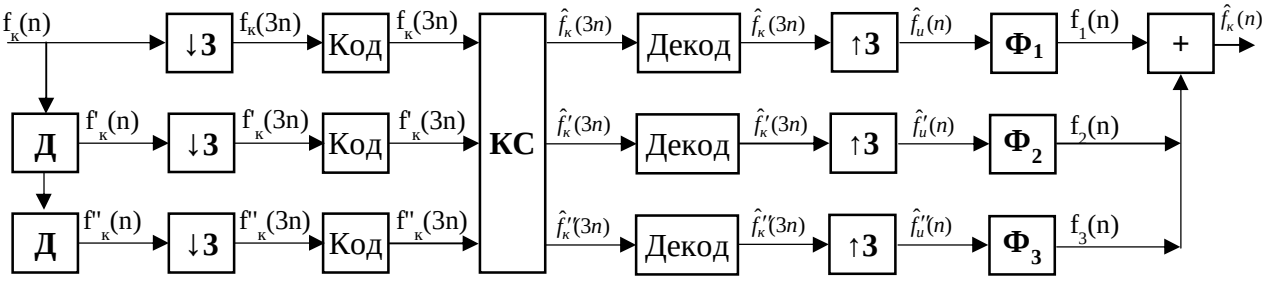


Рис. 2. Структурная схема алгоритма обработки и передачи сигналов на основе представления Хургина – Яковлева

Согласно структурной схеме, показанной на рисунке 2, сначала происходит дискретизация исходного сигнала с частотой, определенной по теореме В.А. Котельникова fк(n). Затем дискретизированный сигнал подается на дифференциатор, который формирует отсчеты

первой f'к(n) и второй f''к(n) производной. После этого эти дискретные отсчеты сигнала и дискретные отсчеты производных поступают в дециматор, прореживаются в 3 раза, поступают на кодер и далее в канал связи. При этом децимированные отсчеты сигнала и производных имеют возможность передаваться как по одному каналу связи, так и по раздельным каналам. После декодера, декодированные отсчеты сигнала и производных попадают в интерполятор. Затем отсчеты сигнала и производных поступают на синтезирующие фильтры (Ф1, Ф2, Ф3) и далее на сумматор, на выходе которого получаются отсчеты восстановленного сигнала.

Анализ модификации алгоритма Хургина-Яковлева показывает, что можно обрабатывать отсчеты сигнала, его первые и вторые производные параллельно, что позволяет существенно снизить вычислительные затраты. Далее проанализируем возможность улучшения помехоустойчивости свойств модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

Сравнение системы на основе теоремы В.А. Котельникова и системы на основе предложенной модификации алгоритма Хургина-Яковлева

Для рассмотрения возможности улучшения помехоустойчивости свойств предложенной модификации алгоритма Хургина-Яковлева проведены исследования различных речевых сигналов с нормальным распределением и равномерным спектром в диапазоне частот (0…F). На исходный речевой сигнал будет воздействовать широкополосный шум в виде белого гауссовского шума (БГШ) с разными уровнями, обеспечивающими отношение сигнал-шум (ОСШ) от -20 до 40 дБ. Определить ОСШ на выходе системы на основе теоремы В.А. Котельникова и системы на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева и отсюда построить график, показывающий зависимость выходного ОСШ от входного ОСШ двух систем, как показано на рисунке 3.

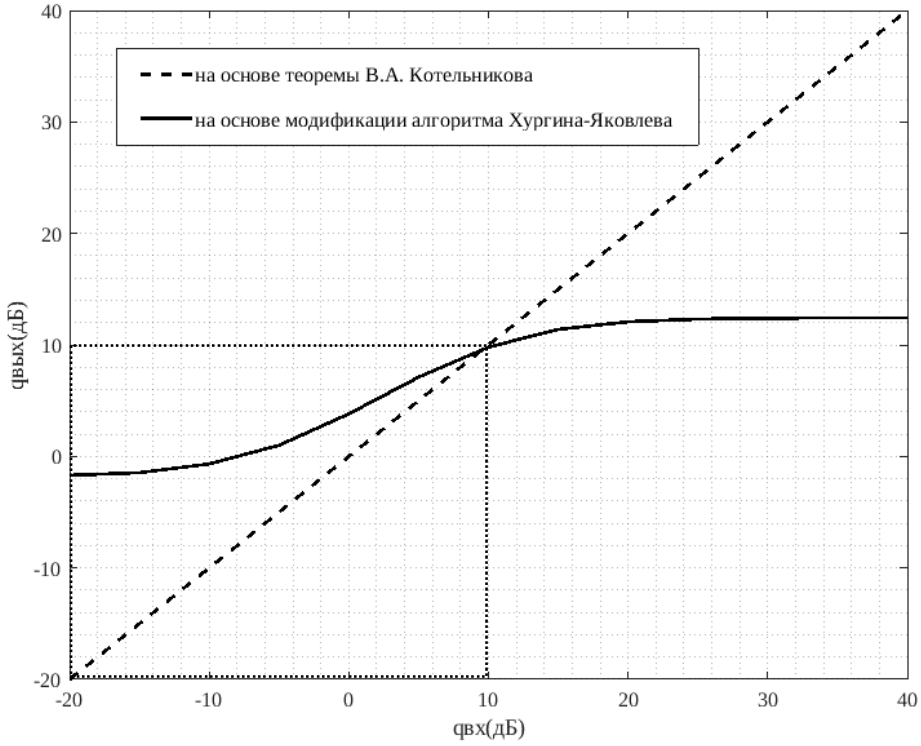


Рис. 3. Зависимости ОСШ на выходе от ОСШ на входе при действии БГШ

При анализе приведенных зависимостей можно сделать вывод, что для системы, построенной на основе теоремы В.А. Котельникова, выходной уровень ОСШ линейно зависит

от входного уровня ОСШ. В случае системы, основанной на модификации алгоритма Хургина-Яковлева, при входном уровне ОСШ 10 дБ и менее, ОСШ на выходе оказывается выше, чем у системы, построенной на основе теоремы В.А. Котельникова. Это представляет собой явное преимущество. Система, основанная на модификации алгоритма Хургина-Яковлева, обеспечивает более эффективное восстановление речи при повышенных уровнях шума, что подразумевает лучшую помехоустойчивость. Улучшение помехоустойчивости объясняется тем, что дополнительный фазовый сдвиг в системе синтезирующих фильтров обеспечивает частичное подавление шумов при восстановлении сигнала [2]. Когда уровень входного ОСШ превышает 10 дБ, из графика видно, что помехоустойчивость предложенной системы ниже, чем аналогичной системы на основе теоремы В.А. Котельникова. Это можно объяснить ошибками в расчете производной, ошибками, связанными с неточностью вычисления ФЧХ различных фильтров, а также аппроксимацией их АЧХ [4,5].

Таким образом, из анализа вышеизложенных преимуществ и недостатков, использование модификации алгоритма Хургина-Яковлева при трехканальной реализации может использоваться в алгоритмах низкоскоростного кодирования речевых сигналов.

Библиографический список

1. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Финитные Функции в Физике и Технике. – М.: Наука; 1971. – 408с
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. No1. С. 73-75.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов. // Вестник РГРТУ. 2019. №3 – С.17-25.
4. В.Т.Дмитриев, Д.И.Лукьянов. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина - Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. // Вестник РГРТУ. 2012. №4 – С.13-17.
5. В.Т.Дмитриев, Д.С.Константинова. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. // Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.
6. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак. Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2016. №2 (Выпуск 56) – С.38-44.

УДК 621.396.49

УЛУЧШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ЗА СЧЕТ ОДНОВРЕМЕННОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НЕСКОЛЬКИХ ПРОИЗВОДНЫХ СИСТЕМ ФУНКЦИЙ УОЛША

Т.В. Шестакова, Г.Ф. Сорокин
Технический Университет Молдовы,
Республика Молдова, Кишинёв, tatiana.sestacova@sde.utm.md

Аннотация. В статье, являющейся продолжением предыдущих исследований, предлагается и анализируется один из путей повышения эффективности многоканальных систем связи за счёт использования одновременно нескольких производных систем функций Уолша с различными производящими функциями, которые используются для построения псевдослучайных последовательностей (ПСП). ПСП, в свою очередь, используются в качестве кодов расширения при формировании шумоподобных сигналов в многоканальных системах передачи данных с разделением каналов по форме (коду) сигнала. Исследованы корреляционные свойства ПСП и показано, что, в отличии от известных, предлагаемый подход позволяет увеличить количество каналов в системе без увеличения ширины пропускания канала, что повышает эффективность многоканальной системы связи.
Ключевые слова: CDMA системы, шумоподобный сигнал, псевдослучайная последовательность, автокорреляционная функция, производная функция Уолша, производящая функция.

EFFICIENCY IMPROVING OF MULTICHANNEL COMMUNICATION SYSTEMS THROUGH THE SIMULTANEOUS USE OF SEVERAL DERIVATIVE SYSTEMS OF WALSH FUNCTIONS

T. Sestacova, Gh. Sorochin
Technical University of Moldova,
Republic of Moldova, Chisinau, tatiana.sestacova@sde.utm.md

The summary. The article, been a continuation of previous researches, proposes and analyzes one of the ways to increase the efficiency of multi-channel communication systems through the simultaneous use of several derivative systems of Walsh functions with different generating functions, which are used to construct pseudo-random sequences (PRS). PRS, in turn, are used as spreading codes when generating noise-like signals in multi-channel data transmission systems with channel separation according to the signal shape (code). The correlation properties of the PRS are studied and it is shown that, unlike the known ones, the proposed approach allows to increase the number of channels in the system without increasing the channel bandwidth, that improves the efficiency of a multi-channel communication system.
Keywords: CDMA systems, noise-like signal, pseudo-random sequences, autocorrelation function, Walsh function derivative, generating function.

Известно, что с точки зрения использования временного и частотного ресурсов наиболее эффективными являются многоканальные системы с разделением каналов по форме сигнала [1-5]. С другой стороны, для повышения помехоустойчивости таких систем в них желательно использовать широкополосные (шумоподобные) сигналы (ШПС), так как такие сигналы мало чувствительны к мощным узкополосным помехам, к многолучевому распространению, обладают скрытностью передачи данных [2, 7, 8].

Увеличение числа уплотняемых каналов без увеличения числа физических линий возможно путём наделения сигналов особыми индивидуальными признаками, которые бы приводили к различению уплотняемых каналов с целью их дальнейшего разделения. Такими признаками в общем случае могут быть параметры переносчиков сигналов: амплитуда, частота, фаза в случае непрерывной модуляции, временное положение, длительность или форма импульсов при дискретной модуляции.

В системах с разделением каналов по форме (коду) сигнала (КРК) каждому каналу присваивается определённая форма сигнала, которая является отличительным признаком, идентификационным «адресом» данного канала (абонента). При этом сама информация может быть введена в широкополосный сигнал несколькими способами. Например, узкополосный, информационный сигнал умножается на псевдослучайную последовательность (код расширения) с периодом $\boldsymbol{T}$, состоящую из $\boldsymbol{N}$ бит длительностью $\boldsymbol{\tau_0}$ каждый. В этом случае база ШПС численно равна количеству элементов кода расширения.

Так как корреляционные характеристики ШПС полностью определяются корреляционными характеристиками кодов расширения [2,.4, 6], то декодирование таких сигналов на приёмной стороне осуществляется корреляционным приёмником, основой которого является коррелятор, представляющий собой включённые последовательно перемножитель и интегратор, вычисляющий корреляционную функцию (КФ) входного сигнала с хранящейся в памяти копии кода расширения.

К дискретным сигналам с наилучшей структурой взаимной корреляционной функции (ВКФ) можно отнести функции Уолша, причём количество функций в системе Уолша оказывается равным $N = 2^m$, где m – целое число [8, 9, 11].

Ортогональные коды расширения, такие как последовательности Уолша, могут использоваться только в случае, если все пользователи одного канала CDMA синхронизированы с точностью до малой доли элементарного сигнала. Из-за того, что взаимная корреляция различных сдвигов последовательностей Уолша не равна нулю, при отсутствии точной синхронизации требуется применять псевдослучайные последовательности.

С целью улучшения свойств *апериодических* авто- и взаимных корреляционных функций (ААКФ и АВКФ) системы сигналов Уолша часто строят так называемые *производные системы сигналов* [2, 10]. Производным называется сигнал, полученный в результате поэлементного (посимвольного) умножения двух сигналов – исходного и производящего. В качестве исходного сигнала выступает сигнал из матрицы Уолша, а в качестве производящего – код расширения. Система, состоящая из производных сигналов, называется производной.

В качестве производящего сигнала выбирают такой сигнал, чтобы производная система обладала хорошими корреляционными свойствами. Как правило, это сигнал с хорошей ААКФ, и находят его с помощью ЭВМ или другим способом.

К дискретным сигналам с наилучшей структурой АКФ можно отнести сигналы (коды) Баркера, М – последовательности, последовательности де Брёйна [1, 2, 12]. Кодов Баркера известно только семь, при чем чётных последовательностей только две (длиной в два и четыре символа). Длина М – последовательностей равна $L = 2^n - 1 = 2^3 - 1 = 7$ символов, а длина последовательностей де Брёйна равна $L = 2^n = 2^3 = 8$ символов.

Но как отмечалось выше, количество функций в системе Уолша, как и длина каждой её функции равна степени двойки, т. е. для n = 3 длина функции Уолша равна 8. Следовательно, для производящей функции для построения производных систем функций Уолша лучше использовать последовательности де Брёйна. Для n = 3 можно получить следующие последовательности де Брёйна, используя соответствующие регистры сдвига с нелинейной обратной связью: 00010111, 10111000, 11101000.

Для увеличения эффективности многоканальной системы передачи желательно использовать как можно больше источников информации (абонентов). Количество абонентов определяется количеством различающихся между собой идентификационных «адресов» каналов (абонентов), т.е. количеством функций в производной системе Уолша (кодов расширения). Следовательно, для n = 3 можно организовать только 8 каналов. Увеличение количества каналов можно достичь, увеличивая длину функций Уолша – для n = 4 - 16 каналов, n = 5 – 32 канала и т. д. Однако, увеличивая длину кода расширения мы увеличиваем спектр сигнала, а, следовательно, ширину спектра канала связи.

Предлагается пойти по другому пути: ***при заданной полосе пропускания увеличение количества каналов (абонентов) можно достичь, используя несколько систем производных функций Уолша, полученных с помощью различных производящих функций.*** Например, для упомянутых выше последовательностей де Брёйна можно получить следующие производные системы Уолша (рис. 1).

Таким образом, с представленными системами производных функций Уолша можно создать многоканальную систему с 32 каналами ***без увеличения ширины полосы пропускания канала связи.***

Рассмотрим корреляционные свойства представленных на рисунке 1 производных систем Уолша, например, 3-ю и 5-ю из системы D_1, 4-ю и 6-ю из системы D_2 и 1- ю и 7-ю из системы D_3. При чем будем рассматривать АКФ и ВКФ выбранных функций как в самих системах, так и между системами. Результаты вычисления корреляционных функций выбранных производных функций Уолша представлены ниже.

Исходная система Уолша – W_8

1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

а)

Производная система Уолша – D_1

-1	-1	-1	1	-1	1	1	1
-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1
-1	-1	1	-1	1	-1	1	1
-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1
-1	1	1	1	-1	-1	-1	1
-1	1	1	1	1	1	1	-1
-1	1	-1	-1	1	1	-1	1
-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1

б)

Производная система Уолша – D_2

1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
1	-1	1	1	-1	1	1	1
1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1
1	-1	-1	-1	1	-1	1	1
1	1	-1	1	1	1	1	-1
1	1	-1	1	-1	-1	-1	1
1	1	1	-1	-1	-1	1	-1
1	1	1	-1	1	1	-1	1

в)

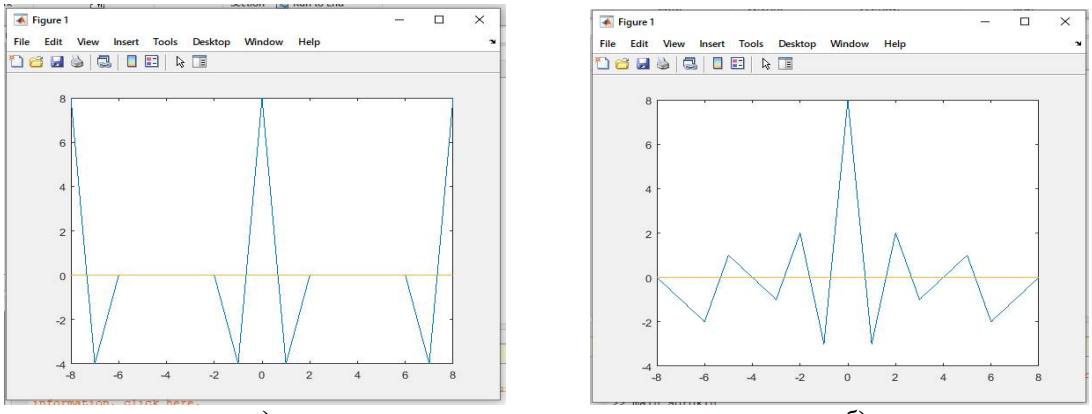
Производная система Уолша – D_3

1	1	1	-1	1	-1	-1	-1
1	1	1	-1	-1	1	1	1
1	1	-1	1	-1	1	-1	-1
1	1	-1	1	1	-1	1	1
1	-1	-1	-1	1	1	1	-1
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1
1	-1	1	1	-1	-1	1	-1
1	-1	1	1	1	1	-1	1

г)

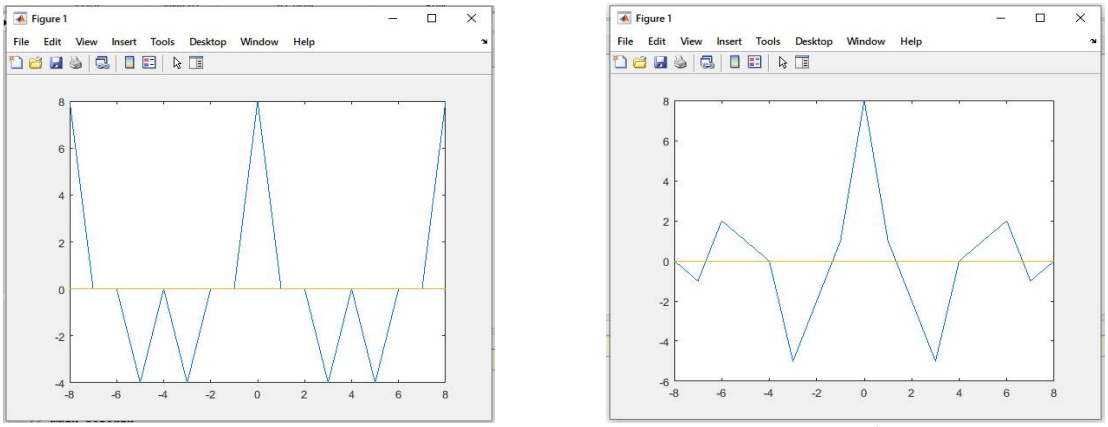
Рис. 1. Системы производных функций Уолша: *а) Исходная система Уолша;*
б) Производная система функций Уолша с производящей функцией -1-1-11-1111;
в) Производная система функций Уолша с производящей функцией 1-1111-1-1-1;
г) Производная система функций Уолша с производящей функцией 111-11-1-1-1.

Рассмотрим корреляционные свойства представленных на рисунках 2 и 3 производных систем Уолша, например, 3-ю и 5-ю из системы D1, 4-ю и 6-ю из системы D2 и 1- ю и 7-ю из системы D3. Причём будем рассматривать АКФ и ВКФ выбранных функций как в самих системах, так и между системами. Результаты вычисления корреляционных функций выбранных производных функций Уолша представлены ниже.



а) б)

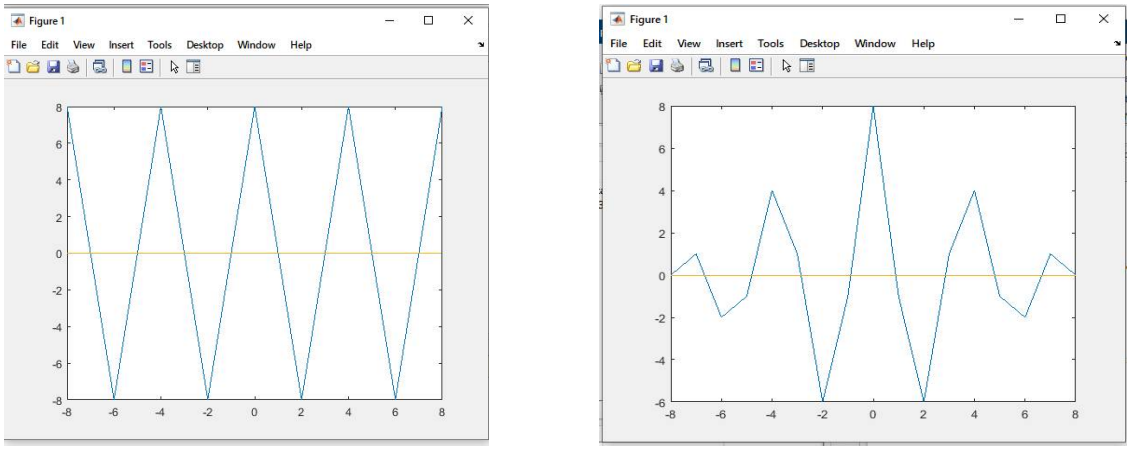
Рис. 2. Корреляционные характеристики ***3-ей производной*** функции Уолша из системы D_1
а) ПАКФ; б) ААКФ



а) б)

Рис. 3. Корреляционные характеристики ***5-ой производной*** функции Уолша из системы D_1
а) ПАКФ; б) ААКФ

В качестве сравнения приведём автокорреляционные характеристики 5-ой исходной функции Уолша (рис. 4) и взаимную корреляционную характеристику 3-ей и 5-ой производных функций Уолша из системы ***D₁*** (рис. 5)



а) б)

Рис. 4. Корреляционные характеристики ***5-ой исходной*** функции Уолша
а) ПАКФ; б) ААКФ

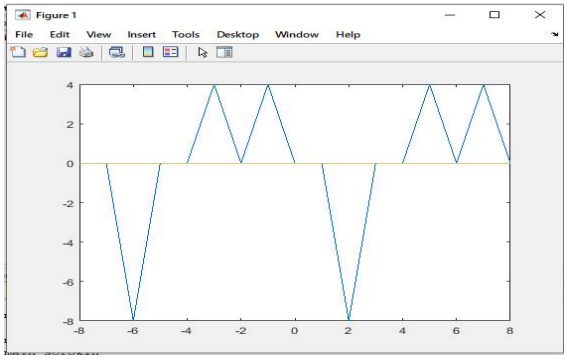


Рис. 5. Взаимная корреляционная характеристика ***3-ей и 5-ой производных*** функций Уолша из системы ***D₁***

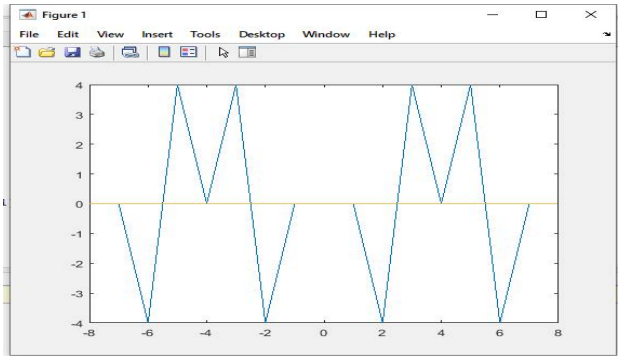


Рис. 6. Взаимная корреляционная характеристика ***4-ой и 6-ой производных*** функций Уолша из системы ***D₂***

Аналогично были исследованы корреляционные характеристики исходных и производных функций Уолша, а также их взаимные характеристики из систем D_2 и D_3. Результаты представлены на рисунках 6, 7.

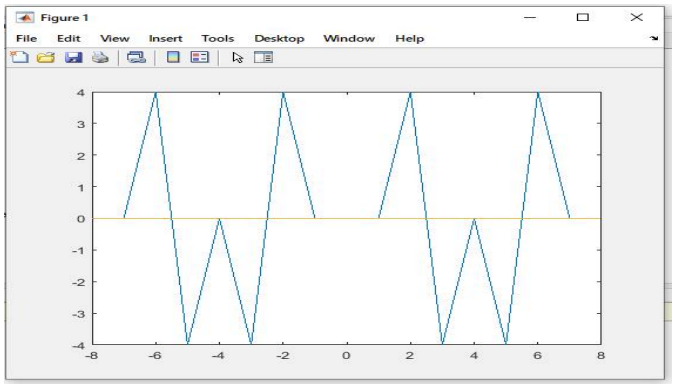


Рис. 7. Взаимная корреляционная характеристика ***1-ой и 7-ой производных*** функций Уолша из D_3

Рассмотрим теперь какой вид имеют взаимные корреляционные характеристики производных функций Уолша, которые взяты из различных систем. Например, взаимная корреляционная характеристика между 3-ей производной функции Уолша из системы D_1 и 7-ой производной функцией из системы D_3 или взаимная корреляционная характеристика между 3-ей производной функции Уолша из системы D_1 и 6-ой - из системы D_2.

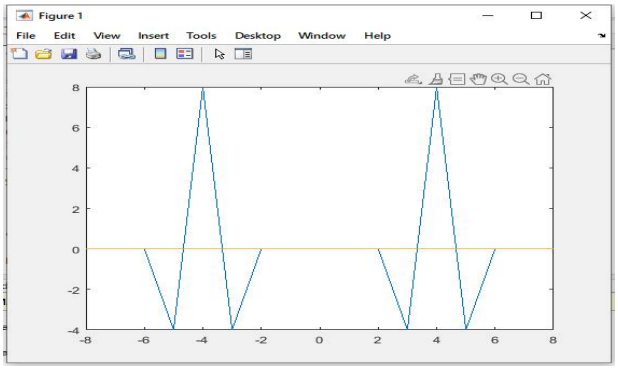


Рис. 8. Взаимная корреляционная характеристика между 3-ей производной функции Уолша из системы D_1 и 7-ой из системы D_3

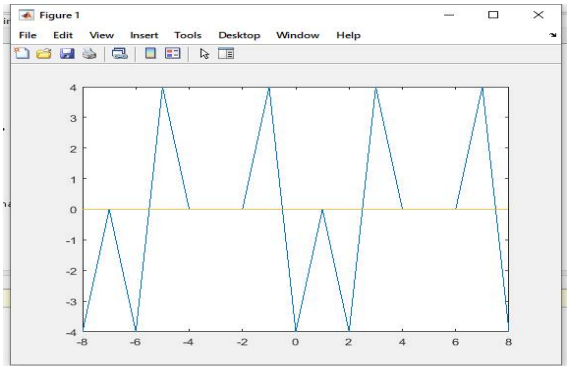


Рис. 9. Взаимная корреляционная характеристика 3-ей производной функции Уолша из системы D_1 и 6-ой производной функций Уолша из системы D_2

Как показал анализ корреляционных характеристик исходных и производных функции Уолша (рис. 2, рис. 3), автокорреляционные характеристики (ПАКФ и ААКФ) *производных* функций Уолша имеют лучшие показатели чем автокорреляционные характеристики *исходных* функций Уолша (рис. 4). Центральный лепесток имеет амплитуду, равную количеству символов (8), коэффициент подавления равный отношению амплитуды центрального пика АКФ к максимальной амплитуде боковых лепестков лежит в диапазоне от 1,6 до 2,67. Это позволяет хорошо выделять такие сигналы при воздействии шумов и обеспечивать надёжную синхронизацию декодирующих устройств.

Анализ *взаимных корреляционных* характеристик исследуемых производных функций Уолша, взятых из отдельных систем (рис. 5. рис. 6, рис. 7) и из разных систем (рис. 8, рис. 9), показал, что рассмотренные производные функции Уолша обладают удовлетворительными характеристиками. ВКФ между 3-ей и 5-ой производными функциями Уолша из системы D_1 имеют амплитуды выбросов в диапазоне ±4 и нулевое значение ВКФ при сдвигах ±τ,

подобные характеристики имеют 1-я и 7-я производные функции Уолша из системы D_3 с несколько другим расположение выбросов. Аналогичные результаты получены и при сравнении взаимных корреляционных характеристик остальных вариантов производных функций Уолша, взятых из систем D_1, D_2, D_3.

Заключение

Проведённый анализ возможности использования нескольких систем производных функций Уолша, полученных с помощью различных производящих функций для увеличения эффективности многоканальных систем связи, а также исследование корреляционных свойств кодов расширения позволяет сделать следующие выводы:

1. Использование нескольких систем производных функций Уолша с различными производящими функциями позволяет увеличить количество каналов в системе связи не увеличивая ширину полосы пропускания, что повышает эффективность таких систем.
2. Корреляционные свойства *производных* функций Уолша имеют намного лучшие корреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша.
3. *Взаимные* корреляционные функции производных функций Уолша, взятых из самой производной системы Уолша или из разных систем, обладают удовлетворительными характеристиками и могут использоваться в многоканальных системах связи с применением решающих устройств, не реагирующих на выбросы ВКФ в указанных пределах, с целью уменьшения уровня помехи множественного доступа.
4. Производные функции Уолша ($\boldsymbol{L}$=8 разрядов) имеют большую амплитуду центрального пика АКФ, равную длине последовательности, но амплитуда боковых лепестков при этом несколько увеличивается. Это необходимо учитывать при проектировании многоканальных систем для обеспечения надёжной синхронизации приёмных устройств при воздействии шумов.
5. Большая длина кода расширения на основе производных функций Уолша позволяет распределить энергию сигнала по спектру, повысить помехозащищённость системы, обеспечить хорошую защиту от несанкционированного доступа и улучшить электромагнитную совместимость с соседними радиотехническими системами.

Результаты могут быть использованы при разработке многоканальных, широкополосных систем связи и систем передачи информации с защитой от несанкционированного доступа.

Библиографический список

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 348с.
2. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи. – О.: Наука и техника, 2009. – 344с.
3. Solomon W. Golomb and Guang Gong. Signal Design for Good Correlation, Cambridge, Cambridge University Press, 2005, 458 p.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь, методы модуляции и расширения спектра. Перевод с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.
5. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез и обработка — Спб.: Наука и техника, 2005. - 400 с.
6. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения: Пер. с англ. М.: Техносфера. 2007. - 488 с.
7. Бессарабова А.А., Венедиктов М.Д., Ледовских В.И. Разделение каналов по форме в широкополосных системах передачи информации. – Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2006. -102 с.
8. Никитин Г.И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов. - С – Петербург.: СПбГУАП, 2003. – 86 с.
9. Беспалов М.С., Скляренко. Функции Уолша и их приложения. – Владимир; Изд-во ВлГУ, 2012. – 35 с.

10. Sorokin G. F., Shestacova T. V. Comparative analysis of composite Barker codes and composite Walsh functions. - Innsbruck,Austria//Österreichisches Multiscience Journal №38/2021, pp. 72-78.
11. Сенин А.И. Корреляционные свойства последовательностей, построенных на основе М-последовательностей и последовательностей Уолша. – М.: Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана. Серия Приборостроение, №5, 2014, с.88-97.
12. Хачатрян Л. Г. Методы построения последовательностей де Брейна // Дискретная математика, 1992. Т. 3. № 4. С. 62-78.

УДК 681.3.07; ГРНТИ 49.37.01

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТРИК ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ВИДЕОКОНТРОЛЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ СЛОЖНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА

С.О. Алексенко
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, so.aleksenko@gmail.com

Аннотация. В работе рассмотрена возможность оценки состояния сложного технического объекта (СТО) с помощью видеоконтроля. Указана необходимость применения алгоритмов оценки качества видеоизображения. Рассмотрены различные подходы к оценке качества видеоизображения, включая объективные метрики качества. Проведен анализ объективных метрик качества видеоизображения, таких как PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio), VQM (Video Quality Metric), SSIM (Structure Similarity), VMAF (Video Multimethod Assessment Fusion) и NIQE (Natural Image Quality Evaluator).
Ключевые слова: видеоконтроль, телеметрическая информация, алгоритмы оценки качества видеоизображения, метрики качества видеоизображения, PSNR, VQM, SSIM, VMAF, NIQE.

APPLICATION OF VIDEO IMAGE QUALITY ASSESSMENT METRICS IN TELE-METRIC VIDEO MONITORING SYSTEMS TO ASSESS THE STATE OF A COMPLEX TECHNICAL OBJECT

S.O. Aleksenko
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, so.aleksenko@gmail.com

The summary. The paper considers the possibility of assessing the state of a complex technical object (STO) by means of video monitoring. The necessity of application of algorithms for video image quality assessment is indicated. Various approaches to video quality assessment, including objective quality metrics, are considered. The objective video quality metrics such as PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio), VQM (Video Quality Metric), SSIM (Structure Similarity), VMAF (Video Multimethod Assessment Fusion) and NIQE (Natural Image Quality Evaluator) are analyzed.
Keywords: video monitoring, telemetry information, video quality assessment algorithms, video quality metrics, PSNR, VQM, SSIM, VMAF, NIQE.

При эксплуатации сложного технического объекта (СТО) актуальной задачей является обеспечение контроля правильности его функционирования. Контроль может осуществляться за счет анализа телеметрической информации (ТМИ) о состоянии различных бортовых систем СТО. Однако возникают ситуации, в которых для качественной оценки и точного однозначного определения состояния СТО не достаточно проведения количественной оценки телеметрируемых параметров. Подобные ситуации не характеризуются изменением поведения отдельных телеметрируемых параметров группового радиосигнала, или их совокупности. Исследование таких ситуаций возможно на основе качественного анализа процессов, протекающих на внешней стороне борта СТО. При этом анализ может быть проведен посредствам рассмотрения видеоинформации, зарегистрированной видеокамерами, установленными на внешней стороне борта изделия. В свою очередь, непосредственно на борту СТО размещается бортовая система видеоконтроля (БСВК), предназначенная для сбора данных

всех видеокамер, формирования отдельного группового телеметрического сигнала и его передачи по радиоканалу к наземным ПС для дальнейшей обработке [1].

Для оценки возможности идентификации состояния СТО посредством видеоконтроля существует необходимость применения алгоритмов оценки качества видеоизображения, полученного от БСВК. Существует несколько подходов к решению данной задачи. Необходимо проанализировать подходы и на основе анализа сделать вывод о целесообразности применения тех или иных подходов или алгоритмов для оценки качества видеоизображения, полученного от БСВК.

Использование кодека MJPEG для сжатия видеоизображения

В рассматриваемой бортовой системе видеоконтроля применяется кодек MJPEG [2]. Принцип работы MJPEG основывается на распространённом алгоритме сжатия изображений JPEG. Каждый кадр видеопоследовательности рассматривается как отельное изображение, к которому независимо применяется алгоритм компрессии JPEG. Как отмечается в работе [3], данный формат хорошо подходит для использования в системах видеонаблюдения и видеоконтроля. Это обусловлено тем, что благодаря независимой обработке каждого из видеокадров имеется возможность осуществлять быстрый покадровый поиск, а также получать качественные стоп-кадры.

Объективные метрики качества видеоизображения

Качество видеоизображения может быть оценено с помощью субъективных и объективных метрик. Субъективные метрики основаны на экспертной оценке группой зрителей впечатлений от просмотра видеофрагмента. Объективные метрики предполагают проведение автоматизированной оценки качества видеоизображения.

PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio) – пиковое отношение сигнал-шум. Данная объективная метрика используется для определения качества работы алгоритмов кодирования и показывает величину различий между оригинальным (*x)* и искаженным изображением (*y)*. PSNR рассчитывается по формуле [4]:

$$PSNR = 10 log_{10} \frac{L^2}{MSE}, \quad (6)$$

где L – динамический диапазон допустимых интенсивностей пикселей изображения, а *MSE* (Mean-Square Error) рассчитывается по формуле:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - y_i)^2, \quad (7)$$

VQM (Video Quality Metric) – метрика, использующая в ходе оценки дискретное косинусное преобразование. В ходе оценки фрагменты оригинальной и искажённой видеопоследовательностей проходят ряд функциональных блоков. В них осуществляется выборка и последующая корректировка данных, формирование оценок различных показателей качества и, на последнем этапе, вычисление параметра VQM. Сам параметр оценивает искажения, вызванные прохождением видеосигналов через различные цифровые блоки системы передачи. С помощью параметра VQM оцениваются погрешности кодирования, ошибки, которые возникают в канале связи, и ошибки, возникающие при декодировании видеоизображения. В ходе оценки используется вероятностная модель для таких видов искажения, как разрыв между кадрами, низкая плавность кадров или размытие изображения. Вероятность появления искажений, равная 1, говорит о том, что изображение обладает очень низким качеством. Вероятность 0,5 соответствует серьезным искажениям, тем не менее, позволяющим рассмот-

реть детали изображения. Метрика VQM позволяет определить качество принятого изображения, однако не решает проблемы синхронизации между оригинальной и искаженной видеопоследовательностью [5].

SSIM (Structure Similarity) – это метрика, используемая для оценки качества видеоизображения и представляющая собой комбинацию трех величин (контрастность (*c*), яркость (*l*), структура(*s*)), показывающих сравнительное отличия между видеопоследовательностями *x* и *y*. Значение SSIM рассчитывается по формуле [6]:

$$SSIM(x,y) = f\left(l(x,y), c(x,y), l(x,y)\right). \tag{8}$$

Выражение (3) может быть преобразовано к виду:

$$SSIM\left(x,y\right) = \frac{\left(2\mu_x + C_1\right)\left(2\sigma_{xy} + C_2\right)}{\left(\mu_x^2 + \mu_y^2 + C_1\right)\left(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + C_2\right)}, \tag{9}$$

где $\mu_x = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i}{N}$;

$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N}\left(x_i - \mu_x\right)^2}{N-1}}$;

$\sigma_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^{N}\left(x_i - \mu_x\right)\left(y_i - \mu_y\right)}{N-1}$;

$C_1 = \left(K_1 \cdot L\right)^2$ и $C_2 = \left(K_2 \cdot L\right)^2$ - малые константы, принимающие значения: $K_1 = 0,01$, $K_2 = 0,03$ соответственно [7].

Метрика SSIM широко используется для эталонной оценки качества видеосигналов после применения алгоритмов компрессии. С помощью выражения (4) оценивается не полное изображение, а его небольшая область. Для практической реализации данного алгоритма применяется метод скользящего окна. Его суть заключается в том, что расчёт производится в локальном прямоугольном окне. После окончания расчёта окно сдвигается на некоторое заданное расстояние по вертикали и диагонали, образуя перекрытие между соседними окнами. В классическом варианте реализации SSIM используется окно 8×8, и сдвиг в 1 пиксель. При завершении оценки рассчитывается усреднённое значение SSIM – MSIMM (Mean SSIM) для всего набора значений *M*, полученных в ходе обработки:

$$MSIMM\left(x,y\right) = \frac{1}{M}\sum_{j=0}^{M-1}\left(x_j, y_j\right), \tag{10}$$

где x_j и y_j - эталонный и анализируемый сигналы.

VMAF – это современная эталонная метрика оценки качества видеоизображения, разработанная компанией Netflix. Её основным преимуществом является высокая коррелированность с субъективными оценками [8]. При расчёте оценки VMAF применяется несколько показателей качества, которые после оценки комбинируются с помощью метода опорных векторов. Используются следующие показатели качества: VIF (Visual Information Fidelity), DLM (Detail Loss Metric), MCPD (Mean Co-Located Pixel Difference) и AN-SNR (Anti-Noise Signal-to-Noise Ratio). VIF — индекс визуальной достоверности информации. Расчёт значения индекса основан на моделировании источника эталонного изображения, искаженного изображения и визуальных искажениях, объясняющихся особенностями восприятия человеком зрительной информации. VIF показывает потерю точности информации. DLM — метри-

ка потери детализации. Показывает степень потери деталей, которые отвлекают внимание от просмотра видеоролика. MCPD — средняя временная разность пикселей. AN-SNR — антишумовое соотношение сигнала к шуму.

NIQE (Natural Image Quality Evaluator) – это не-эталонный алгоритм оценки качества изображения, разработанный в 2013 году А. Митталом, Р. Соундарараджаном и А. Бовиком для оценки видеокодеков [9]. Этот показатель является одним из самых популярных в настоящее время при решении задач, связанных с оценкой качества изображения [10]. Алгоритм оценки NIQE основан на построении набора функций, учитывающих качество, и адаптации их к многомерному гауссовскому MVG (Multivariate Gaussian) режиму. Оценка NIQE показывает степень искажений в кадре. Чем ниже рассчитанная оценка, тем выше качество кадра. Алгоритм применяется путем вычисления 36 идентичных функций NSS (Natural Scene Statistic) из фрагментов одинакового размера $P \times P$ из изображения, подлежащего анализу качества, сравнение их с моделью MVG, а затем сравнения ее MVG и естественной модели MVG. Качество искаженного изображения выражается как расстояние между моделью функций NSS с учетом качества и соответствием MVG функциям, извлеченным из искаженного изображения:

$$D\left(\nu_1, \nu_2, \Sigma_1, \Sigma_2\right) = \sqrt{\left(\nu_1 - \nu_2\right)^2 \left(\frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2}\right)}, \tag{11}$$

где ν_1, ν_2 и Σ_1, Σ_2 – это средние векторы и ковариационные матрицы естественной модели MVG и модели MVG искаженного изображения.

Применение алгоритма MJPEG для сжатия изображения

Анализ проводился на основе видеоролика продолжительностью 10 секунд. Анализировался видеофайл, сжатый в 22 раза с помощью алгоритма MJPEG. На рисунке 1 приведены кадры оригинальной и сжатой видеопоследовательностей.

а) б)

Рис. 1. Кадры исследуемых видеопоследовательностей
(а – оригинальное видео, б – сжатое видео)

На рисунке 2 приведены графики зависимостей значения оценки NIQE от номера кадра для оригинальной и сжатой видеопоследовательностей.

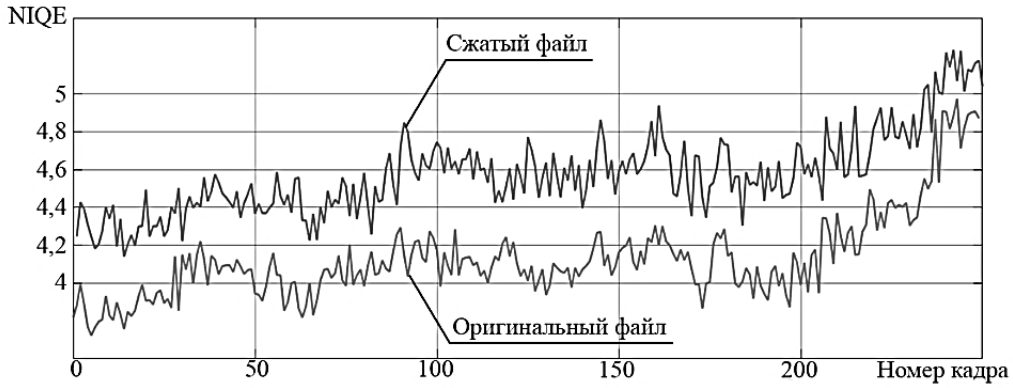


Рис. 2. Оценка NIQE для оригинального и сжатого файлов

Как видно из рисунка 2, для сжатой видеопоследовательности оценка NIQE в среднем выше на 0,45, что соответствует незначительному ухудшению качества, а характер изменения значения оценки NIQE практически одинаков для оригинального и сжатого видео. Таким образом, можно сделать вывод, что использования алгоритма MJPEG не приводит к значительному ухудшению качества изображения.

Анализ объективных метрик качества видеоизображения

На рисунках 3-7 приведены графики зависимости значения вычисленных метрик от номера кадра анализируемой видеопоследовательности.

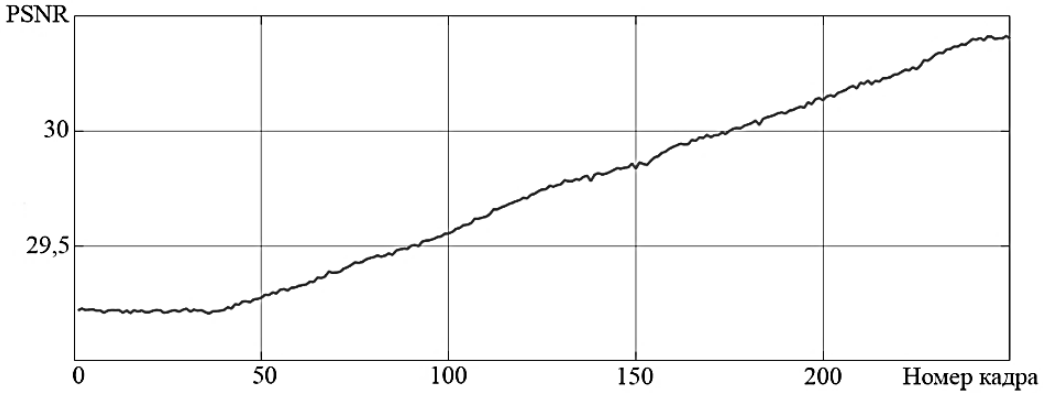


Рис. 3. Результаты оценки PSNR

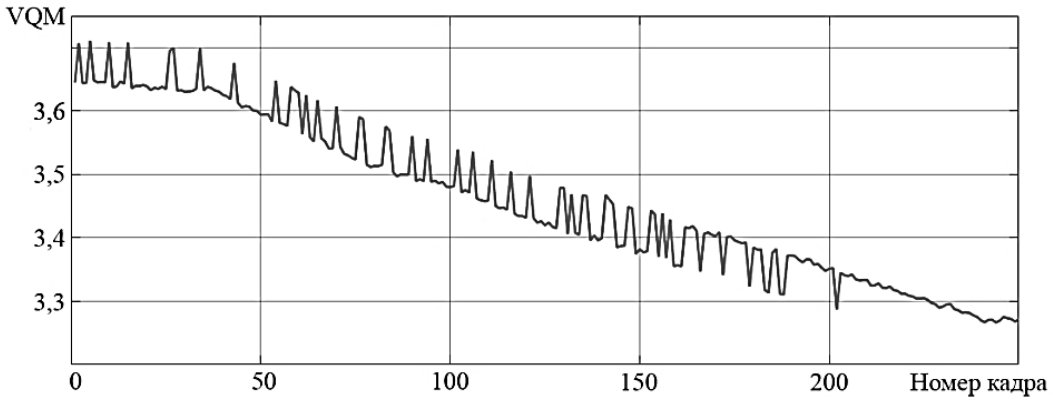


Рис. 4. Результаты оценки VQM

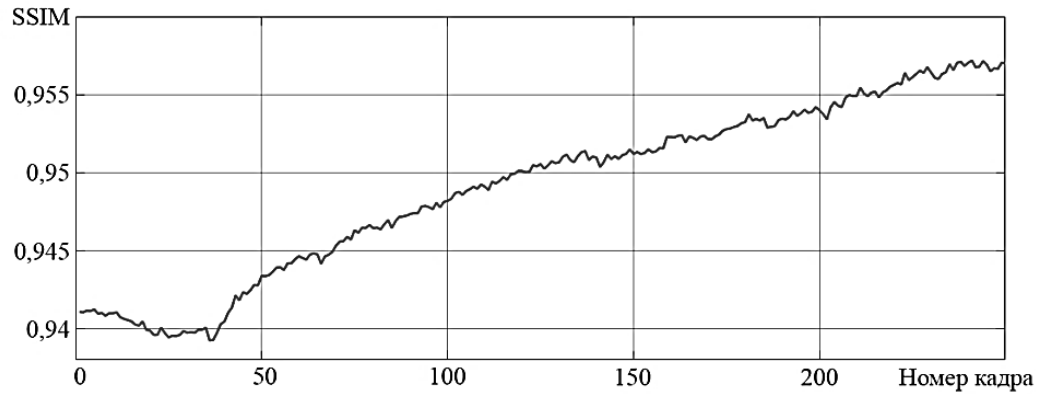


Рис. 5. Результаты оценки SSIM

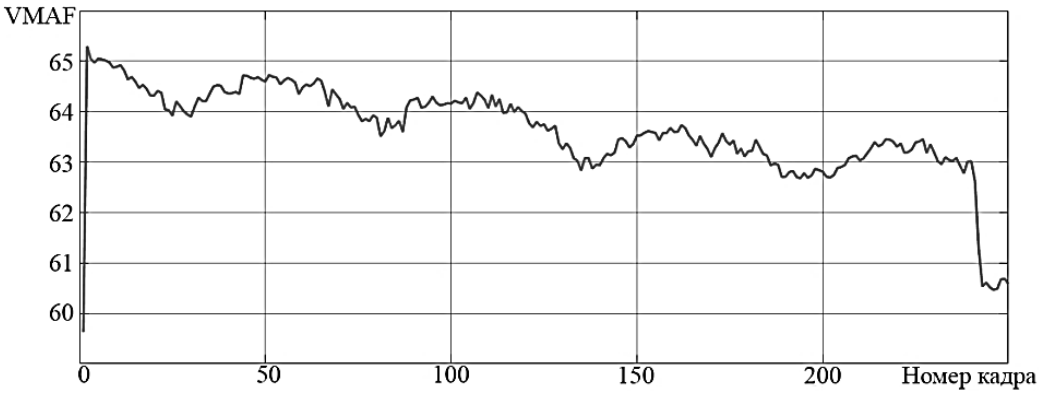


Рис. 6. Результаты оценки VMAF

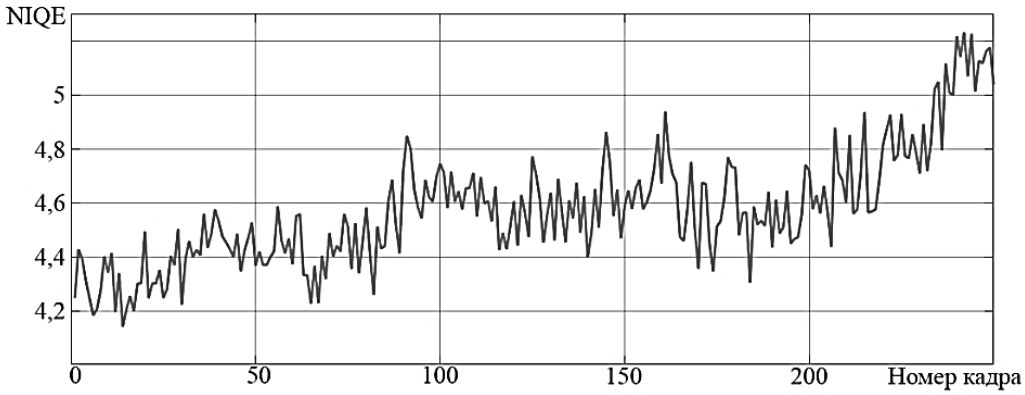


Рис. 7. Результаты оценки NIQE

Необходимо отметить, что резкие изменения графика значения оценки VMAF относительно номера кадра на начальном и конечном интервалах анализа видеопоследовательности объясняются особенностями реализации алгоритма вычисления метрики и не должны рассматриваться как истиные. Данные изменения не указывают на ухудшение качества видеоряда.

В таблице 1 приведены результаты проведения оценки качества с помощью всех описанных метрик.

Таблица 1. Результаты оценки качества видео набором метрик

Метрика	Максимальное значение	Минимальное значение	Среднее значение
PSNR	30,41	29,2	29,73
VQM	3,7	3,26	3,46
SSIM	0,95	0,94	0,946
VMAF	65,29	59,43	63,64
NIQE	5,23	4,1	4,58

В результате сравнительного анализа установлено, что значения метрик достаточно стабильны и не подвержены значительным колебаниям. Наиболее стабильную форму имеет график значений, полученный с помощью алгоритма VMAF (за исключением начального и конечного интервалов). Также установлено, что изменение значений различных метрик относительно номера кадра слабо коррелируют между собой. Таким образом, вывод об изменении качестве кадра видеопоследовательности, сделанный на основе только одной метрики, может быть ошибочным.

Таким образом, можно сделать вывод, что для оценки состояния СТО с помощью системы видеоконтроля необходимо применять алгоритмы оценки качества видеоизображения, такие как PSNR, VQM, SSIM, VMAF и NIQE. Однако, для более точной оценки состояния СТО может потребоваться дополнительный анализ и использование других метрик качества видеоизображения. Отсюда целесообразна разработка комплексного многокритериального алгоритма оценки качества видеоизображения на основе рассмотренных метрик.

Библиографический список

1. Писака П.С., Алексенко С.О. Сравнение радиотелеметрических систем видеоконтроля // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXV Юбилейной Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: ИП Коняхин А.В.(BookJet), 2020, С.96-97.

2. К.И. Вылекжанин Бортовая система видеоконтроля для РН «Союз-2» – БСВК // Сборник трудов VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий»: 16-18 октября. 2016: АО «Российские космические системы», Москва, 2016, с. 446-450.

3. Цветков В.Ю. Оценка эффективности методов сжатия для кодирования многоракурсных изображений с подвижных объектов // Доклады БГУИР. 2014. №5 (83).

4. Гаврилова Н.А. Обоснование выбора метрики для оценки качества передачи потокового видео // Интеллектуальные технологии на транспорте. 2020, №3, С.45-49

5. Шелухин Олег Иванович, Марков Михаил Владимирович Сравнительный анализ метрик оценки качества восприятия потоковой видеоинформации // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2010. №3.

6. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R., Simoncelli E.P. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity // IEEE Transactions on Image Processing, 2004. №4 (13). P. 600-612.

7. Wang Z., Simoncelli E.P., Bovik A.C. Multi-scale Structural Similarity for Image Quality Assessment // The 37th Asilomar IEEE Conference on Signals, Systems and Computers. 2003. №2. P. 1398-1402.

8. Toward A Practical Perceptual Video Quality Metric / Z. Li, A. Aaron, I. Katsavounidis, et al. — 06.06.2016 // The Netflix TechBlog. URL: http://netflixtechblog.com/toward-apractical-perceptual-video-quality-metric-653f208b9652 (дата обращения 22.02.2021)

9. Mittal, Anish, Soundararajan, Rajiv, Bovik, Alan. Making a “Completely Blind” Image Quality Analyzer. // Signal Processing Letters, 2013, IEEE. 20. 209-212. 10.1109/LSP.2012.2227726.

10. Zvezdakova, D. Kulikov, D. Kondranin, D. Vatolin. Barriers Towards No-reference Metrics Application to Compressed Video Quality Analysis: on the Example of No-reference Metric NIQE. In Proc. of the 29th International Conference on Computer Graphics and Vision (GraphiCon 2019). CEUR Workshow Proceedings, 2019, Vol. 2485, p. 22-

УДК 621.391; ГРНТИ 47.05

ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРТОЧНОГО КОДА В ДЕМОДУЛЯТОРЕ СИГНАЛОВ М-ФМ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

Нгуен Ван Зунг[*], Дао Ань Куан[**]
[*]*Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn*
[**]*Университет Хунг Вуонг, Фу-Тхо, Вьетнам, daoanhquan@hvu.edu.vn*

Аннотация. На входе приемника системы передачи информации кроме полезного сигнала от передатчика и шумовой помехи часто имеются еще преднамеренные и непреднамеренные помехи от сторонних источников. Одной из них является гармоническая помеха. Такая помеха сильно влияет на качество связи. Для повышения качества передачи информации в радиосистемах применяются разные алгоритмы кодирования и декодирования. В данной работе рассматривается эффективность применения сверточного кода с алгоритмом декодирования Витерби (7,5) при приеме сигналов М-ФМ при воздействии шумовой и гармонической помехи. С помощью компьютерного моделирования получены зависимости вероятности битовой ошибки приема сигналов М-ФМ без применения и с применением сверточного кода. Полученные результаты демонстрируют энергетический выигрыш при применении сверточного кода.
Ключевые слова: сверточный код, алгоритм декодирования Витерби, многопозиционная фазовая манипуляция, гармоническая помеха.

APPLICATION OF CONVOLUTIONAL CODE IN THE DEMODULATOR OF M-PSK SIGNALS UNDER INFLUENCE OF HARMONIC INTERFERENCE

Nguyen Van Dung[*], Dao Anh Quan[**]
[*]*Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Vietnam, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn*
[**]*Hung Vuong University, Phu Tho, Vietnam, daoanhquan@hvu.edu.vn*

The summary. At the input of the receiver of an information transmission system, in addition to the useful signal from the transmitter and noise interference, there is often also intentional and unintentional interference from third-party sources. One of them is harmonic interference. This interference greatly affects the quality of communication. To improve the quality of information transmission in radio systems, different encoding and decoding algorithms are used. This paper examines the effectiveness of using a convolutional code with the Viterbi decoding algorithm (7.5) when receiving M-PSK signals under the influence of noise and harmonic interference. Using computer modeling, the dependences of the bit error probability of receiving M-PSK signals without and with the use of a convolutional code were obtained. The results obtained demonstrate the energy gain when using a convolutional code.
Keywords: convolutional code, Viterbi decoding algorithm, multiple phase shift keying, harmonic interference.

Сверточный код с алгоритмом декодирования Витерби широкое применяется в системах мобильной связи стандартов GSM и CDMA, dial-up модемах и беспроводных сетях стандарта 802.11. Эффективность применения такого кода при приеме сигналов М-ФМ малой позиционности при воздействии шума подтверждена рядом исследований [1-4]. В то же время мало исследований помехоустойчивости приема сигналов М-ФМ большой позиционности с применением сверточного кода в условиях воздействия гармонической помехи.

Математическая модель сигналов М-ФМ

Сигнал М-ФМ на тактовом интервале, равном длительности канального символа T_s несущего информацию о $k = \log_2 M$ информационных битах, может принимать одно из M возможных значений:

$$s_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c), \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in (0, T_s], i = 0,1,...M-1,$$

где $A_0 = \sqrt{2E_s / T_s}$ – амплитуда сигнала;

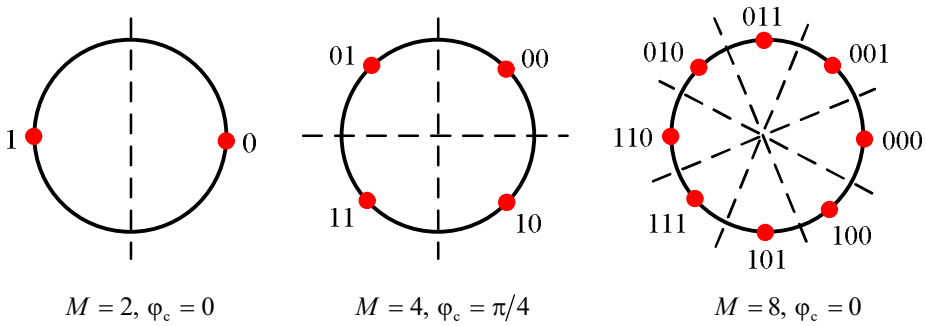
$E_s = kE_b$ – энергия канального символа;

E_b – энергия, приходящаяся на один бит информации;

ω_0 – несущая частота;

φ_c – начальное фазовое смещение сигнального созвездия сигнала.

Сигнальные созвездия М-ФМ с применением кодирования Грея представлены на рисунке 1. На них отмечены сигнальные точки, соответствующие канальным символам, и пунктиром изображены границы областей принятия решения [5].



$M = 2, \varphi_c = 0$ $M = 4, \varphi_c = \pi/4$ $M = 8, \varphi_c = 0$

Рис. 1. Сигнальные созвездия многопозиционной фазовой манипуляции

Модель гармонической помехи

$$s_п(t) = \mu A_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_п)t + \varphi_п],$$

где μ – относительная интенсивность;

$\varphi_п$ – случайная начальная фаза помехи, равномерно распределенная на полуинтервале $(-\pi, +\pi]$;

$\Delta\omega_п$ – расстройка помехи относительно центральной частоты спектра полезного сигнала ω_0.

Сверточное кодирование с алгоритмом декодирования Витерби (7,5)

Существуют основные параметры сверточного кода [6]:

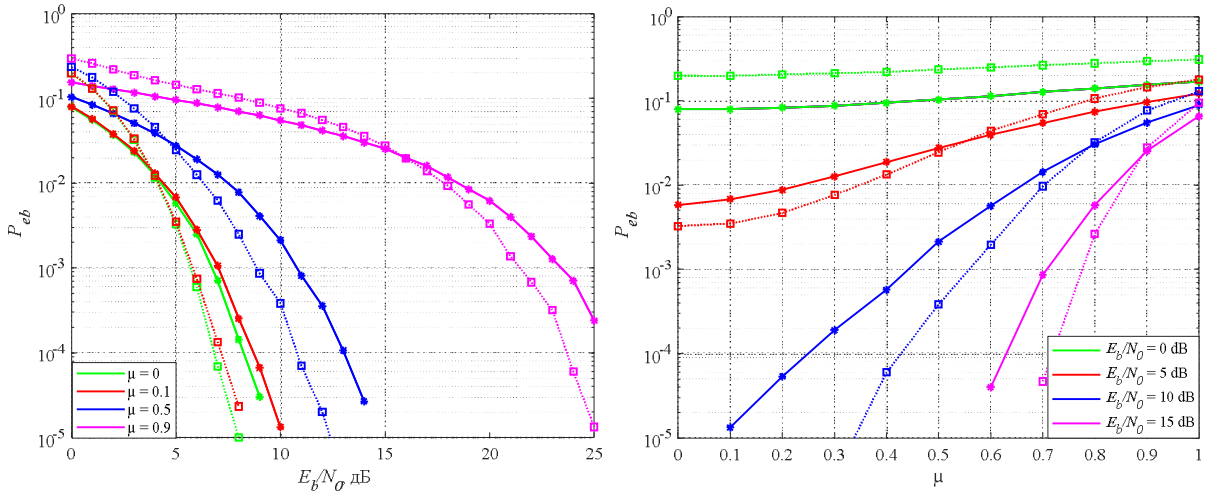
- число информационных символов: *k*,
- число передаваемых в канал связи символов за один такт поступления на кодер информационного символа: *n*,
- относительная скорость кода: *R = k/n*,

Применяемые в данной работе параметры сверточного кода приведены в таблице 1.

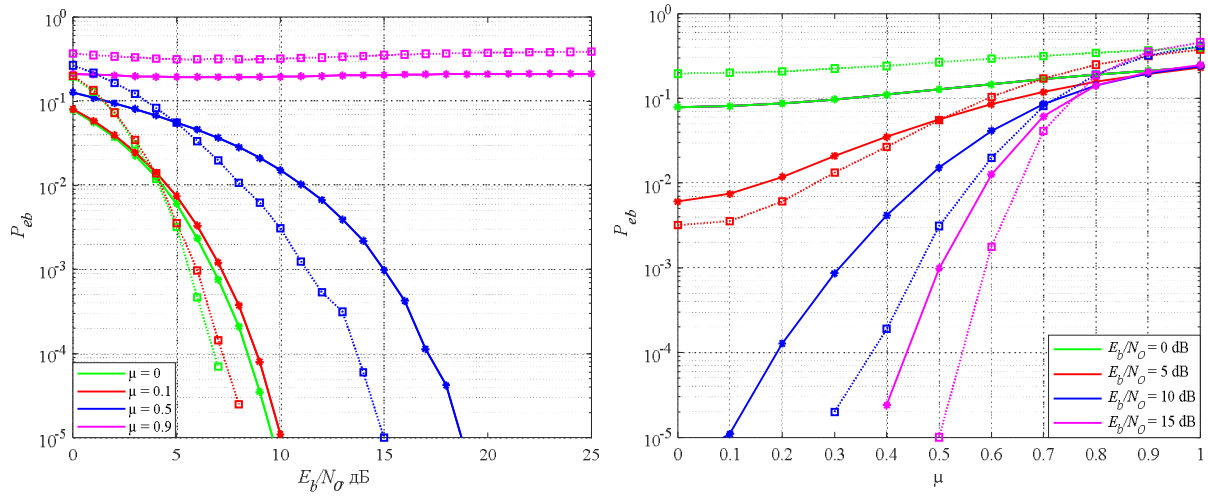
Таблица 1. Параметры сверточного кода

Параметры	Сверточное кодирование с алгоритмом декодирования Витерби
N	1
K	2
R	½

На рисунке 1 представлены экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 при когерентном приеме сигналов М-ФМ с применением сверточного кода и алгоритмом декодирования Витерби. Сплошные линии соответствуют вероятности битовой ошибки без применения кода, пунктирные линии – вероятности битовой ошибки с применением сверточного кода и алгоритма декодирования Витерби (7,5).



а)



б)

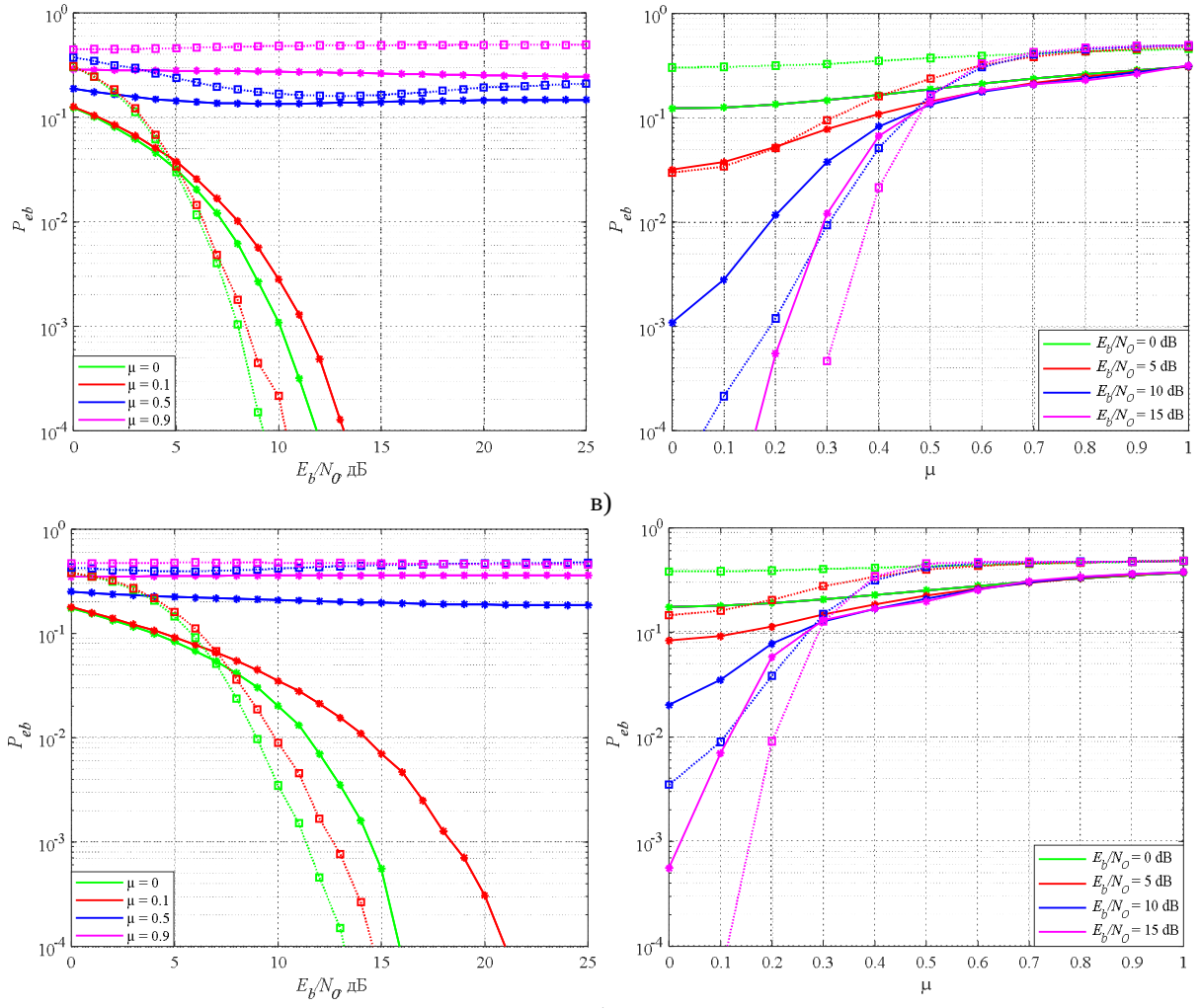
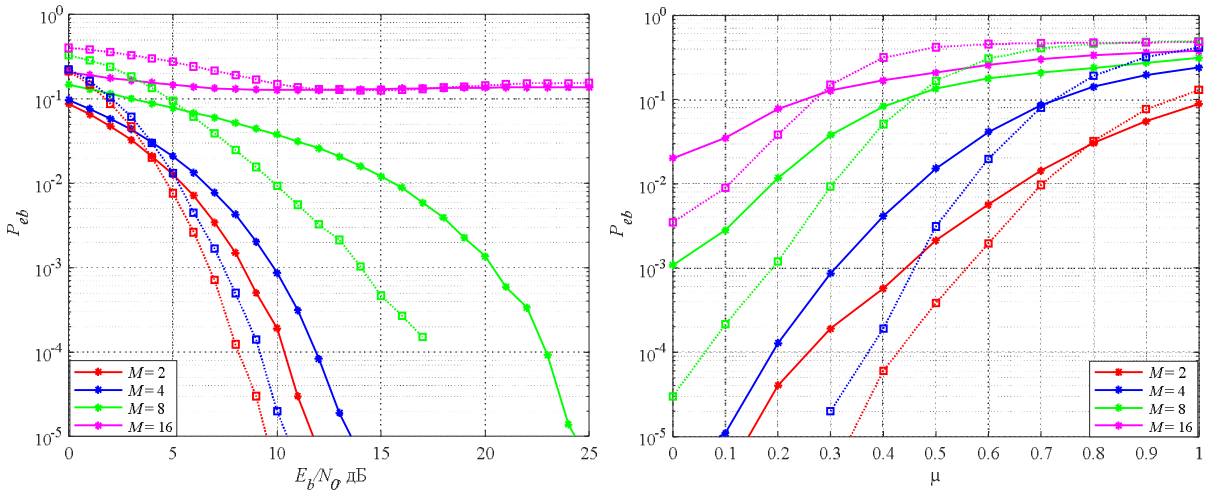


Рис. 1. Экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (слева) и от относительной интенсивности гармонической помехи μ (справа) при когерентном приеме сигналов М-ФМ с использованием сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби (7,5):
а – 2-ФМ; б – 4-ФМ; в – 8-ФМ; г – 16-ФМ

На рисунке 2 представлены сравнительные экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (μ = 0.3) и от интенсивности гармонической помехи (E_b/N_0 = 10 дБ) при когерентном приеме сигналов М-ФМ с применением сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби (7,5). Сплошные линии соответствуют вероятности битовой ошибки без применения кодов, а пунктирные линии – с применением сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби (7,5).



а) б)

Рис. 2. Экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb}
от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (а)
и от относительной интенсивности гармонической помехи (б)
при когерентном приеме сигналов М-ФМ с использованием
сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби (7,5):
а – 2-ФМ; б – 4-ФМ; в – 8-ФМ; г – 16-ФМ

По полученным результатам можно сделать следующие выводы:

1. Имеется значительный выигрыш от применения сверточного кода с алгоритмом декодирования Витерби (7,5) в демодуляторах сигналов М-ФМ при наличии шумовой и гармонической помехи с малой интенсивностью. Например, при μ = 0.3 и $P_{eb} = 10^{-4}$ для 2-ФМ энергетический выигрыш составляет 2.23 дБ, для 4-ФМ энергетический выигрыш составляет 2.69 дБ; при μ = 0.3 и $P_{eb} = 10^{-3}$ для 8-ФМ энергетический выигрыш составляет – 5.4 дБ.

2. При увеличении позиционности сигналов М-ФМ и высокой интенсивности гармонической помехи применение сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби (7,5) постепенно ухудшает вероятность ошибки приема сигналов М-ФМ.

Библиографический список

1. Pandey, Manika, Vimal Kant Pandey. Comparative Performance Analysis of Block and Convolution Codes. - International Journal of Computer Applications, 2015, v.119 (24). - pp. 43-47.

2. Pushpa V., Ranganathan H., Palanivelan M. BER analysis of BPSK for block codes and convolution codes over AWGN channel. - International Journal of Pure and Applied Mathematics, 2017, v.114 (11). - pp. 221-230.

3. Shakti Raj Chopra, Jasvir Kaur, Himanshu Monga. Comparative Performance Analysis of Block and Convolution Codes. - Indian Journal of Science and Technology, 2016, v.9 (47). - pp. 1-5.

4. Nejwa El Maammar, Seddik Bri, Jaouad Foshi1. Convolutional Codes BPSK Modulation with Viterbi Decoder. International Conference on Information Technology and Communication System, 2018. - pp. 267-278.

5. Proakis J.G. Digital communications. 4th ed. New York: McGraw-Hill. - 2001. - 1002 p.

6. Никитин, Г. И. Сверточные коды / Г. И. Никитин // СПб.: СПбГУАП. - 2001. - 80 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ АЛГОРИТМОВ ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

С.Ю. Лантратов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, sergeylantratov2000lsu@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются основные низкоскоростные кодеки речевых сигналов. Приводятся их основные характеристики, достоинства и недостатки. Также производится сравнение кодеков по следующим показателям: качество речи, скорость передачи данных, вычислительную сложность и использование в реальном мире.

Ключевые слова: обработка речи, низкоскоростные кодеки, CELP, MELP, Codec2, разборчивость речи, снижение скорости передачи речи.

COMPARISON OF BASIC ALGORITHMS FOR PRIMARY ENCODING OF SPEECH SIGNALS

S.Yu. Lantratov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, sergeylantratov2000lsu@gmail.com

Abstract. The paper considers the main low-speed codecs of speech signals. Their main characteristics, advantages and disadvantages are given. Codecs are also compared according to the following indicators: speech quality, data transfer rate, computational complexity and use in the real world.

Keywords: speech processing, low-speed codecs, CELP, MELP, Codec2, speech intelligibility, speech rate reduction.

Введение

Современные первичные кодеки разрабатываются таким образом, чтобы сохранить хорошее качество восстановленной речи при малой скорости передачи на выходе кодека.

Чтобы снизить скорость передачи необходимо снизить его избыточность. Уровень избыточности играет важную роль в передачи речевых сигналов, так как он определяет метод кодирования и скорость передачи. Наиболее простой и часто используемый метод снижения избыточности является определение активных участков в речевом сигнале, для этого используются специальные алгоритмы, например, детектор активности речи (VAD — Voice Activity Detector), который выделяет во входном речевом сигнале активную речь и паузы. Использование детектора активности речи позволяет снизить скорость передачи за счет того что фрагменты сигнала определенные как паузы кодируются с меньшей скоростью (или же вообще не передаются), чем фрагменты активной речи.

Однако использование низкоскоростных кодеков ухудшает качество восстанавливаемого речевого сигнала, по сравнению со стандартным кодеком ИКМ. Основными факторами, которые влияют на искажение восстановленного сигнала, являются:

- Амплитудно-частотные искажения.
- Битовые ошибки.
- Потеря кадров или пакетов.
- Временная задержка.
- Искажения квантования.
- Проскальзывания.

Алгоритмы низкоскоростного кодирования

Рассмотрим основные алгоритмы низкоскоростного кодирования речи.

При понижении скорости битового потока основное внимание уделяется сохранению разборчивости речи. Анализ речевых кодеков со скоростью 2,4 кбит/с показал, что амплиту-

ды преобразования Фурье сигнала возбуждения отвечают в основном за узнаваемость диктора и передачу интонации [1]. Поэтому при передаче коэффициента усиления один раз в кадре позволяет снизить скорость до 1,2 кбит/с при этом существенного ухудшения разборчивости нет. На данном принципе основан вокодере MELP–1200 [2].

В канале связи передаваемые пакеты подвергаются различным искажениям, поэтому для исправления ошибок битового потока используются специальные помехоустойчивые алгоритмы кодирования. Наиболее оптимальными в плане качества восстановленной речи являются [3]:

- коды Хэмминга (8,4), позволяющие исправлять одиночную ошибку в четырех информационных битах и определять наличие ошибки в 2 бита;
- коды Голея (23,12), исправляющие три ошибки в двенадцати информационных битах.

Использование кодов Хэмминга при передачи 54 информационных бит и 54 проверочных позволяет использовать скорость передачи 2,4 кбит/с в алгоритме MELP [3].

Дальнейшее понижение скорости битового потока вокодера возможно при использовании модифицированных кодовых книг, отражающих возможные сочетания ЛСП, и суммарного векторного кодирования речевых параметров. При этом ожидаемая скорость речепреобразующих устройств может не превысить 800 бит/с при словесной разборчивости речи не менее 90% [3].

MELP

Кодер линейного предсказания смешанного возбуждения основан на традиционной параметрической модели Linear Prediction Coder (LPC), но также включает в себя пять дополнительных функций. Это смешанное возбуждение, апериодические импульсы, адаптивное спектральное усиление, дисперсия импульсов и моделирование величины Фурье. Интервал кадров MELP составляет 22,5 мс ± 0,01 процента и содержит 180 голосовых сэмплов (8000 сэмплов в секунду).

Смешанное возбуждение реализуется с использованием многополосной модели микширования. Эта модель может имитировать частотно-зависимую силу озвучивания, используя адаптивную структуру фильтрации, реализованную с фиксированным фильтром. Основной эффект этого смешанного возбуждения заключается в уменьшении шума, обычно связанного с вокодерами LPC, особенно в широкополосном акустическом шуме.

В кодере MELP входной речевой сигнал может быть синтезирован с использованием периодических или апериодических импульсов. Апериодические импульсы чаще всего используются во время переходных областей между озвученными и невокализованными сегментами речевого сигнала. Эта функция позволяет декодеру воспроизводить беспорядочные голосовые импульсы без введения тональных звуков.

Для улучшения качества синтезированной речи и придания ей более естественного качества используется адаптивный фильтр спектрального усиления. Использование такого фильтра позволяет в синтезированной речи улучшить структуру формант, что в свою очередь повышает схожесть синтезированных и естественных полосовых форм речевых сигналов. Данный фильтр основан на полюсах фильтра линейного предсказания.

Аналоговая спецификация

Рекомендуемый диапазон полосы пропускания от 100 Гц до 3,8 кГц для обеспечения правильной работы кодека MELP. Хотя кодер MELP будет работать с более ограниченным диапазоном сигнала, это приведет к снижению производительности. Чтобы обеспечить правильную работу MELP-кодера, процесс преобразования из аналоговой в цифровую форму должен производить пиковые значения (или около) -32768 и 32767 (16-битные подписанные

образцы). Кроме того, кодер должен иметь единый коэффициент усиления, что означает, что уровень выходной речи должен соответствовать уровню входной речи.

Квантование и кодирование параметров

Параметры MELP, которые квантованы и переданы, являются конечным шагом; полосовые силы озвучивания; два значения усиления; коэффициенты линейного предсказания; величины Фурье; и апериодический флаг. Использование указанных процедур квантования требуется для взаимодействия между различными реализациями.

Существенные улучшения были добавлены к MIL-STD-3005 компанией SignalCom:

- дополнительные новые вокодеры с половинной и четвертной скоростью (т.е. 1200 и 600 бит/с),
- существенно улучшенное кодирование (анализ),
- существенно улучшенное декодирование (синтез),
- шум-предварительная обработка для удаления фонового шума,
- транскодирование между битовыми потоками 2400 бит/с и 1200 бит/с, а также битовыми потоками 2400 бит/с и 600 бит/с,
- новый постфильтр.

Использование алгоритма кодирования MELPe vocoder STANAG-4591 обеспечивает следующие скорости[2]:

- При 2400 бит/с MELPe кодирует голос в кадры 22,5 мс (что составляет 180 отсчетов на кадр для речи, дискретизированной при 8000 отсчетов/сек), используя 54 бита на кадр (включая 1 бит синхронизации).
- При 1200 бит/с MELPe кодирует 3 проанализированных речевых кадра в суперкадры 67,5 мс (540 выборок), используя 81 бит на такой суперкадр (включая 1 бит синхронизации).
- При 600 бит/с MELPe кодирует 4 проанализированных речевых кадра в суперкадры 90 мс (720 выборок), используя 54 бита на такой суперкадр.

CODEC2

Алгоритм кодирования Codec2 обеспечивает скорость кодирования от 700 до 3200 бит/с. При этом данный кодек является кодеком с открытым исходным кодом, что повышает популярность его использования и позволяет создавать множество модификаций.

Для обеспечения малой скорости Codec 2 использует гармоническое синусоидальное кодирование речи. Процесс кодирования происходит в несколько этапов [1]:

- Входной речевой сигнал сегментируется на отдельные блоки по 10-30 мс. Данные блоки называются кадрами.
- Каждый кадр анализируется в полосе до 4 кГц, в которой определяется количество гармоник, их амплитуды и фазы.
- Амплитуда и фаза каждой гармоники кодируется и передается.
- На приемной стороне кодер с помощью данных параметров восстанавливает речевой сигнал.

CELP

Одним из ключевых преимуществ CELP является его высокое качество речи при низких скоростях передачи битов, что делает его привлекательным вариантом для голосовой связи в средах с низкой пропускной способностью. Например, кодек AMBE (Advanced Multi-Band Excitation), вариант CELP, используется в цифровых системах мобильной связи, таких как TETRA и P25. Кроме того, CELP также используется в системах цифрового аудиовещания, таких как DRM (Digital Radio Mondiale) и HD Radio [4].

Еще одним преимуществом CELP является его вычислительная эффективность, что делает его хорошо подходящим для использования в устройствах с низким энергопотреблением. Кодек также способен воспроизводить высококачественную речь в условиях шума и устойчив к ошибкам передачи [5].

Сравнение низкоскоростных кодеков речевых сигналов

В этом разделе мы сравним производительность четырех аудиокодеков с низкой скоростью передачи, рассмотренных ранее, – Codec2, CELP и MELPe. Сравнение будет основано на нескольких показателях, включая качество речи, скорость передачи данных, вычислительную сложность и использование в реальном мире.

Качество речи

Что касается качества речи, то все четыре кодека способны обеспечивать высококачественную речь при низких скоростях передачи битов. Однако конкретная производительность каждого кодека варьируется в зависимости от приложения и типа шума в канале. Например, MELPe известен своей превосходной производительностью в шумных средах, в то время как Codec2 лучше подходит для использования в чистых каналах [6].

Скорость передачи битов

Скорость передачи кодека относится к количеству битов, используемых для представления одной секунды аудио. Чем ниже скорость передачи данных, тем более сжатым является аудиосигнал, но также и тем ниже качество звука. В целом, все четыре кодека способны обеспечивать высококачественную речь со скоростью передачи данных в диапазоне от 2400 до 4800 бит в секунду, причем MELPe является самым высоким со скоростью 2400 бит/с.

Вычислительная сложность

Вычислительная сложность кодека относится к объему вычислительной мощности, необходимой для кодирования и декодирования аудиосигналов. В общем, чем сложнее кодек, тем больше вычислительной мощности он требует. Известно, что MELPe является самым сложным кодеком из четырех, что ограничивает его использование в устройствах с низким энергопотреблением. С другой стороны, Codec2 разработан с учетом вычислительной эффективности и может использоваться на устройствах с низким энергопотреблением.

Заключение

При сравнении аудиокодеков с низкой скоростью передачи важно учитывать несколько факторов, включая качество звука, вычислительную сложность и предполагаемое применение. Давайте взглянем на некоторые статистические данные и примеры:

Codec2 имеет скорость передачи 700 бит/с и обеспечивает качество звука, сравнимое с традиционной телефонной линией. Он широко используется в системах любительской радиосвязи, а также в приложениях голосовой связи с низкой пропускной способностью.

Скорость передачи CELP варьируется от 2400 до 4800 бит/с, причем более высокие скорости передачи обеспечивают более высокое качество звука. Он обычно используется при кодировании речи для телекоммуникационных приложений, таких как цифровая сотовая связь и системы передачи голоса по IP.

MELPe имеет скорость передачи 2400 бит/с и обеспечивает высококачественную речь с устойчивостью к фоновому шуму. Он используется в военных системах связи, таких как одноканальная наземная и бортовая радиосистема вооруженных сил США (SINCGARS).

Недавние исследования сравнили производительность этих кодеков с низкой скоростью передачи в различных приложениях. Например, в исследовании, опубликованном в Journal Voice в 2021 году [7], сравнивалась производительность Codec2, MELPe и AMBE+

(другого кодека с низкой скоростью передачи) в моделируемых сценариях военной связи. Исследование показало, что MELPe превзошел как Codec2, так и AMBE+ с точки зрения качества речи и помехоустойчивости.

Эти исследования подчеркивают важность тщательного рассмотрения предполагаемого применения при выборе аудиокодека с низкой скоростью передачи. В то время как некоторые кодеки могут хорошо работать в определенных приложениях, они могут не подходить для других.

В заключение, все четыре аудиокодека с низкой скоростью передачи имеют свои собственные сильные стороны и ограничения, и выбор кодека зависит от конкретного приложения и требований. Codec2 получил более широкое распространение и подходят для использования в различных приложениях, в то время как CELP и MELPe в основном используются в критически важных приложениях, где важно высокое качество речи.

Одним из самых лучших кодеков для передачи голоса по радиоканалу является алгоритм первичного кодирования Codec2, так как он при скорости 2,4 кбит/с и менее обеспечивает хорошее качество восстановленной речи на приемной стороне. Использование таких алгоритмов как CELP и MELPe предъявляет высокие требования к вычислительным ресурсам. CELP и MELPe обеспечивают высокое качество звука, однако требуется большая скорость передачи и усложняется обработка.

Библиографический список

1. CODER2 https://www.rowetel.com/?page_id=452

2. О MELP и MELPe вокодер (кодек) https://melpe.com/about-melpe/

3. Bunnun, P., & Promsaka Na Sakonnakhon, N. (2020). "Subjective Quality Evaluation of Low Bitrate Speech Codecs." In 2020 13th International Conference on Knowledge and Smart Technology (KST) (pp. 64-69). IEEE.

4. Saini, M., Kumar, V., & Kalra, M. (2021). "Performance Analysis of Low Bit Rate Speech Codec using Wavelet Packet Transform and Gaussian Mixture Model." Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 12(4), 3221-3234.

5. Дмитриев В.Т. Адаптация кодека CELP к воздействию акустических помех. //Вестник РГРТУ. 2021 №76. С.25-34

6. Yu, D., Cheng, Q., Wu, L., & Tan, Z. (2020). "Comparison of speech coding performance between two linear prediction methods under different signal to noise ratios." In 2020 IEEE 3rd International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS) (pp. 358-363). IEEE.

7. Bagchi, A., & Mitra, S. K. (2020). "Performance Evaluation of Narrowband Speech Codecs for Wireless Communications." Journal of Communications, 15(3), 202-211.

УДК 621.398; ГРНТИ 28.23.15

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА

В.Т. Дмитриев, М.А. Черентаев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются задачи, которые могут быть поставлены перед системами компьютерного зрения. Также приведены основные показатели качества работы систем детектирования объектов, такие как IoU, точность, отзывчивость и средняя точность. Показаны основные типы методов детектирования объектов на изображениях: одноэтапные и двухэтапные методы. Описаны принципы работы методов обоих типов, более подробно рассказано про архитектуру YOLO. Кроме того отмечено, что одноэтапные алгоритмы обеспечивают детектирование объектов на изображениях телевизионных систем в реальном масштабе времени, что делает их наиболее предпочтительными для задач автоматического управления транспортными средствами, не смотря на то, что данные методы обладают несколько сниженной точностью работы детекторов.

Ключевые слова: телевизионные системы, компьютерное зрение, CV, искусственный интеллект, детекторы объектов, машинное обучение.

MODERN METHODS OF OBJECT DETECTION. QUALITY METRICS

V.T. Dmitriev, M.A. Cherentaev
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

The summary. The paper considers the tasks that can be assigned to computer vision systems. The main quality metrics of object detection systems, such as IoU, precision, recall and average precision, are also given. The main types of methods for detecting objects in images are shown: one-stage and two-stage methods. The principles of operation of both types of methods are described, and the YOLO architecture is described in more detail. In addition, it is noted that single-stage algorithms provide the detection of objects in images of television systems in real time, which makes them the most preferable for the tasks of automatic control of vehicles, despite the fact that these methods have a slightly reduced precision of the detectors.
Keywords: television systems, computer vision, CV, artifical intellegece, object detectors, machine learning.

На сегодняшний день большое развитие получают различные системы автоматического управления, в частности различными транспортными средствами. Одной из главных задач автоматического управления является обнаружение объектов, окружающих субъект управления, для предупреждения столкновений с ними. На практике можно заметить, что многие современные компании решают данную задачу, используя технологию компьютерного зрения, которая позволяет осуществлять управление при помощи простых телевизионных систем и какого-либо вычислительного устройства с низкими показателями аварийности.

Компьютерное зрение — область Искусственного Интеллекта (ИИ), направленная на создание алгоритмов и систем для обработки изображений и видео. В компьютерном зрении выделяют следующие классы задач, которые ставятся перед алгоритмами [1]:

- Классификация;
- Локализация;
- Детектирование;
- Сегментация.

Базовой задачей для систем компьютерного зрения является классификация – определение того, что находится на изображении. Решение данной задачи позволяет системам отличать различные классы объектов друг от друга, например, котов от собак, людей от животных, велосипеды от мотоциклов и т.д.

Более сложной является задача локализации – определения координат объектов на изображении. Обычно при решении данной задачи система находит координаты углов ограничивающей рамки, в которую объект полностью помещён.

Задача детектирования является комплексной задачей, так как при её решении системе необходимо решить две вышеописанные задачи: локализацию и классификацию.

Наиболее сложной является задача сегментации, которая кроме того делится на два типа:

1. Семантическая сегментация – полное (по контуру) отделение объектов на изображении от фона;
2. Сегментация объектов – выделение уникальных объектов.

После решения данной задачи система сможет отличать на изображении уникальные объекты, например, одного человека от другого.

В системах автоматического управления наиболее актуальной является задача детектирования объектов, решение которой уже позволит избегать столкновений с препятствиями и находить другие источники опасности, при этом не слишком сильно нагружать вычислительное устройство, как при решении задачи сегментации объектов.

Показатели качества

Рассмотрим существующие показатели качества детектирования объектов на изображениях.

Как и во все системы, построенные на основе машинного обучения, системы компьютерного зрения нуждаются в обучении, то есть должен иметься заранее размеченный набор данных, в котором указаны положения ограничивающих рамок на изображениях. Во время обучения системы высчитывается параметр *IoU* (англ. Intersection over Union) по формуле (1), который показывает точность предсказания положения ограничивающей рамки с размеченным значением.

$$IoU = \frac{S_{pred} \cap S_t}{S_{pred} \cup S_t} \tag{1}$$

где S_{pred} — площадь предсказанной ограничивающей рамки, S_t — площадь размеченной ограничивающей рамки.

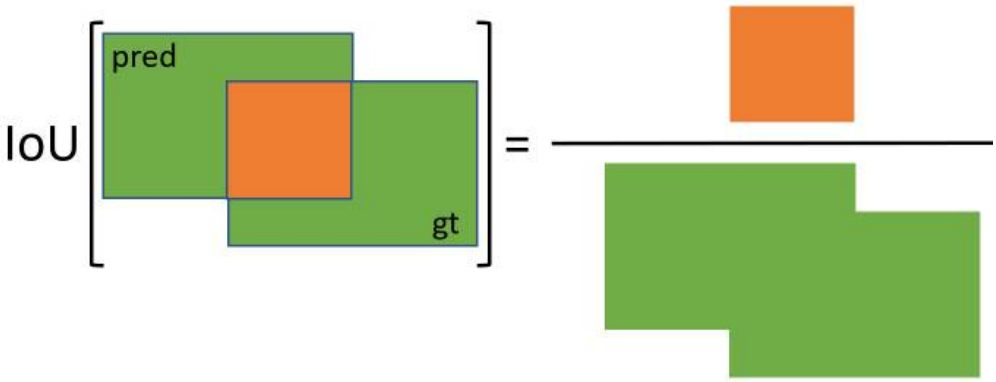


Рис. 1. Параметр IoU

На его основе высчитывается показатель точности (англ. Precision) – количество правильно обнаруженных объектов к общему числу срабатывания системы детектирования (2).

$$p = \frac{TP}{TP + FP}, \tag{2}$$

где p – точность обнаружения;

TP – число верных обнаружений объектов;

FP – число ложных срабатываний детектора.

Объект считается верно обнаруженным, если показатель *IoU* для него будет выше некоторого порога, как правило, этот порог выбирают в диапазоне 0,5 … 0,7.

Также рассчитывается показатель отзывчивости системы (англ. Recall) – количество правильного обнаружения объектов к общему их числу (3).

$$r = \frac{TP}{TP + FN}, \tag{3}$$

где r – отзывчивость системы;

TP – число верных обнаружений объектов;

FN – число пропущенных детектором объектов.

На основе вышеописанных параметров строится зависимость точности от отклика системы и вычисляется основной показатель качества для систем детектирования объектов *AP* (англ. Average Precision) — средняя точность (4).

$$AP = \int_0^1 p(r)\,dr \ , \tag{4}$$

где *AP* — средняя точность;
p — точность;
r — отзывчивость.

Методы детектирования

Различают два типа архитектур систем детектирования объектов на изображениях:

1. Одноэтапные методы;
2. Двухэтапные методы.

Эти два класса имеют как достоинства, так и недостатки. Рассмотрим работу двухэтапного алгоритма детектирования объектов на примере детектора Faster R-CNN. Данный детектор принадлежит к семейству алгоритмов R-CNN, в основе работы которых лежит широкое применение сверточных нейронных сетей. Архитектура детектора представлена на рисунке 2.

На первом этапе алгоритмы данного типа вычисляют на основе карт особенностей (англ. Feature Map) регионы интереса (англ. Regions of Interest – RoI) – регионы на изображении, где с большой вероятностью находятся интересующие нас объекты, в представленном детекторе этой задачей занимается RPN – Region Proposal Network – Сеть предложения регионов, которая позволила значительно увеличить скорость работы детектора по сравнению с предшественниками.

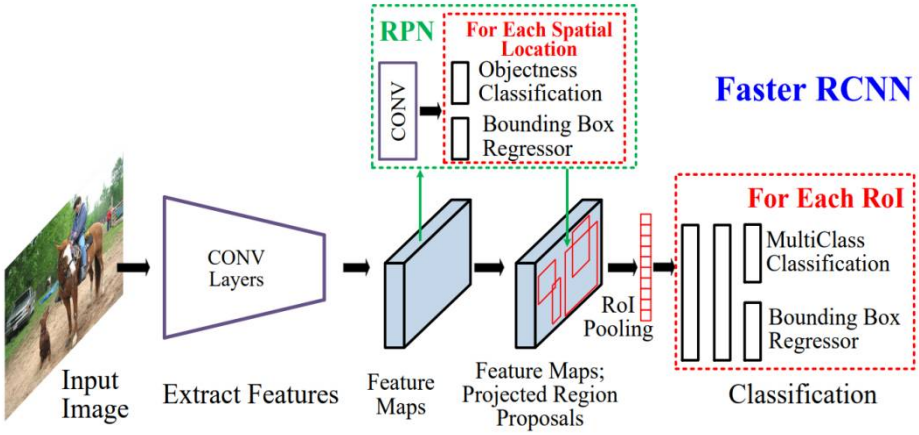


Рис. 2. Архитектура Faster R-CNN

На втором этапе работы систем в каждом из предложенных регионов интереса происходит локализация и классификация объектов на изображении.

Одноэтапные методы в отличии от двухэтапных производят детектирование объектов за один проход по изображению. Рассмотрим работу одноэтапных методов на примере архитектуры YOLO (You Only Look Once).

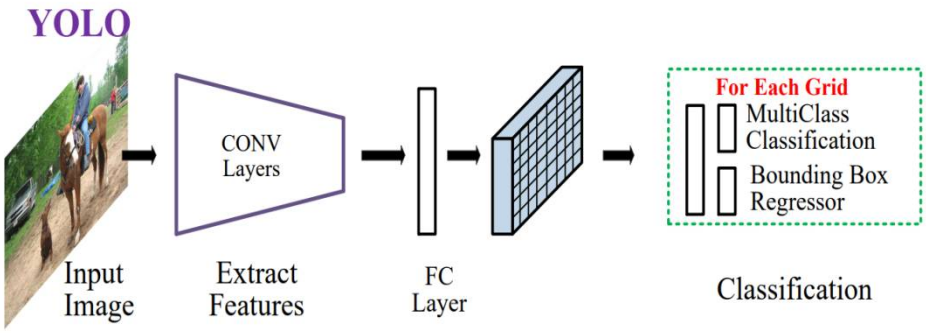


Рис. 3. Архитектура YOLO

Так, после извлечения особенностей объектов с помощью сверточных нейронных сетей детектор делит изображение на ячейки, в каждой из которых происходит обнаружение объектов. В каждой из ячеек происходит предсказание сразу нескольких ограничивающих рамок для каждого из объектов с пятью параметрами: координата центра рамки по оси абсцисс, координата центра рамки по оси ординат, её ширина и высота, а также показатель уверенности в обнаружении объекта. Далее для определения лучше всего предсказанных ограничивающих рамок вычисляется для каждой из них показатель *IoU* и для удаления лишних рамок применяется метод немаксимального подавления.

При практической реализации различными командами описанных выше методов было показано, что одноэтапные методы имеют более высокую скорость работы [2] по сравнению с двухэтапными методами детектирования объектов, которая также позволяет работать в реальном масштабе времени, но при этом несколько теряют в показателях качества детектирования объектов [3]. Факт способности работы в реальном масштабе времени делают одноэтапные алгоритмы детектирования объектов наиболее предпочтительными для систем автоматического управления транспортными средствами.

Библиографичекий список

1. Szeliski R. Computer vision: algorithms and applications. – Springer Nature, 2022.

2. Bochkovskiy A., Wang C. Y., Liao H. Y. M. Yolov4: Optimal speed and accuracy of object detection //arXiv preprint arXiv:2004.10934. – 2020.

3. Тимошкин М.С. СРАВНЕНИЕ YOLOV5 И FASTERR-CNN ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛЮДЕЙ НА ИЗОБРАЖЕНИИ В ПОТОКОВОМ РЕЖИМЕ / М.С. Тимошкин, А.Н. Миронов, А.С. Леонтьев // Международный научно-исследовательский журнал.- 2022. - №6 (120). - URL: https://research-journal.org/archive/6-120-2022-june/sravnenie-yolov5-i-fasterr-cnn-dlya-obnaruzheniya-lyudej-na-izobrazhenii-v-potokovom-rezhime (дата обращения: 11.02.2024). - doi: 10.23670/IRJ.2022.120.6.020

УДК 528.067; ГРНТИ 49.40

СОХРАНЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА ПОВЕРХНОСТИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Черентаева

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрены факторы, влияющие на качество изображений ТВ систем мониторинга поверхности космических объектов. Предложена обобщенная модель алгоритма обработки изображений ТВ систем космических аппаратов в бортовой системе. Приведен алгоритм восстановления сигнала в приемном устройстве, учитывающий геометрические искажения движения космического аппарата и объекта съемки и конструкцию фотоприемного устройства. Разработана обобщенная структура методов постобработки изображений поверхности космических объектов с учетом современных тенденций развития.

Ключевые слова: обработка изображений, помехи на изображениях, повышение качества, восстановление изображений, ТВ системы, кодирование изображений.

ALGORITHM FOR PRESERVING INFORMATION CONTENT IMAGES OBTAINED USING MODERN TV SYSTEMS MONITORING THE SURFACE OF SPACE OBJECTS

V.T. Dmitriev, E.S. Cherentaeva

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru

The summary. The work examines the factors influencing the quality of images of TV systems for monitoring the surface of space objects. A generalized model of the algorithm for processing images of TV systems of spacecraft in the on-board system is proposed. An algorithm for signal restoration in the receiving device is presented, taking into account geometric distortions of the motion of the spacecraft and space objects and the design of the photodetector. A generalized structure of methods for post-processing of images of the space objects surface has been developed, taking into account modern development trends.

Keywords: image processing, image noise, quality enhancement, image restoration, TV systems, image encoding.

В настоящее время активно производится спутниковое зондирование Земли и съемка поверхности близлежащих космических объектов (КО) с использованием телевизионных (ТВ) систем мониторинга. Объем передаваемой из Космоса информации неуклонно растет, число космических аппаратов (КА) передающих информацию на Землю увеличивается, а к точности передачи данных изображений предъявляются все более строгие требования, связанные с возможностями широкого практического применения в различных сферах человеческой деятельности. Возникает необходимость передачи больших объемов информации в более узкой полосе частот, но с наименьшими потерями в качестве. Характеристики существующих ТВ систем на борту КА могут существенно отличаться между собой в связи с тем, что они спроектированы в разное время и для различных целей, но факторы, влияющие на качество, полученных на Земле изображений, схожи [1].

По причине возникновения искажения на изображениях, полученных с КА, можно разделить на следующие группы:

- Искажения, зависящие от условий съемки. Атмосферная рефракция, шумы атмосферы и покровов космического объекта; съемка в различных условиях освещенности, на которую влияют угол Солнца над плоскостью местного горизонта; наличие облачности в полосе обзора оптико-электронного комплекса; рельеф снимаемого участка местности и др.

- Искажения, связанные с движением снимающего аппарата и объекта съемки, и погрешность их учета. Погрешности измерения движения КА, расчета движения осей бортового оптико-электронного аппарата (БОЭА) при съемке. Деформация конструкции КА, БОЭА. Колебания фотоприемного устройства (ФПУ), не погашенные БОЭА КА.
- Искажения ТВ системы, вызванные недостаточным совершенством или старением/повреждением элементов системы. Выбор времени накопления заряда ФПУ оптико-электронного комплекса (ОЭК). Шум заполнения фоточувствительного элемента. Конструкция ФПУ. Диапазоны съемки.
- Бортовые помехи КА (шумы аппаратуры);
- Погрешности обработки на борту КА. Шум усиления сигнала; шум записи цифровой информации в бортовое запоминающее устройство; шумы геометрических искажений от аналогового бинирования; АЦП оптического изображения ландшафта в видеоданные; шумы сжатия; шумы децимации.
- Искажения при передаче (шумы в канале связи);
- Потери при приеме (АЦП, декодирование, декомпрессия);
- Погрешности постобработки [2].

Условно можно разделить алгоритм повышения качества изображений на три этапа: цифровая обработка на борту КА, восстановление сигнала в приемном устройстве и постобработка изображения.

Обработка полученного ФПУ изображения на борту КА должна быть направлена на сжатие, кодирование и передачу без устранения искажений в связи с тем, что составляющие бортовой системы (в том числе части ФПУ) могут выйти из строя, при этом их диагностика затруднена, а ремонт почти невозможен. Поэтому бортовая система обработки должна быть максимально простой и нацеленной на качественную передачу полученных данных, можно только заранее предусмотреть компенсацию шумов бортовой аппаратуры

Обобщенная функциональная схема алгоритма обработки изображения на борту КА представлена на рисунке 1.

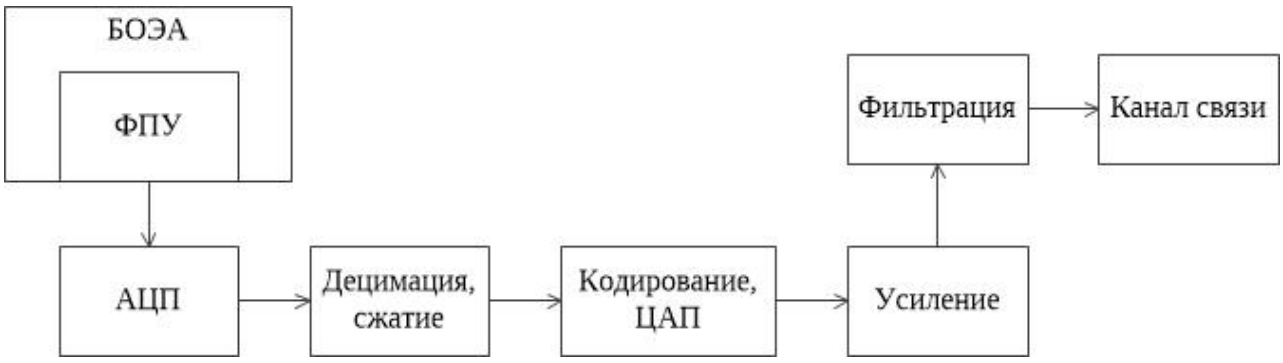


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема алгоритма обработки изображения на борту КА

Для повышения качества и экономии частотного ресурса могут быть применены различные алгоритмы сжатия и кодирования. При выборе и разработке таких алгоритмов стоит учесть, что на борту КА изображение представлено набором матриц в различных частотных диапазонах без геометрической коррекции, которые могут существенно отличаться друг от друга. В связи с огромными объемами данных, ежедневно получаемыми ТВ системами мониторинга поверхности КО, актуальной задачей является разработка алгоритма кодирования, устойчивого к шумам в канале связи и позволяющего произвести сильное сжатие большого массива информации, а затем восстановить данные с наименьшими потерями.

Методы кодирования можно разделить на кодирование с преобразованием и дифференциальное кодирование. Широко известны на данный момент виды, базирующиеся на ана-

лизе Фурье, методе главных компонент, дискретно-косинусном преобразовании (ДКП) и вейвлет-преобразовании [3], но также имеет смысл рассмотреть использование других преобразований или их комбинаций.

На приемной стороне должны быть произведены обратные преобразования, а затем учтены искажения движения КА с использованием информации из центра управления полетами (ЦУП или от другой организации, осуществляющей контроль за КА) о местоположении КА, его скорости, угле съемки, колебаниях ФПУ, также должно быть учтено движение объекта съемки.

После учета всех геометрических искажений производят синтез («сборку») итогового изображения в зависимости от типа ФПУ. Затем осуществляется дальнейшая постобработка. Однако стоит отметить, что некоторые из рассмотренных далее алгоритмов постобработки могут быть применены к изображениям сразу после компенсации искажений движения. Кроме того, стоит отметить, что существуют алгоритмы, позволяющие повысить информативность изображений в видимом спектре за счет использования изображений инфракрасного и радиодиапазона, которые также могут быть получены многими современными КА.

Обобщенная функциональная схема алгоритма восстановления сигнала в приемном устройстве представлена на рисунке 2.

Рис. 2. Обобщенная функциональная схема алгоритма восстановления сигнала в приемном устройстве

Завершающим этапом получения итогового изображения является компьютерная постобработка [4], [5].

Основными направлениями постобработки являются: коррекция яркости, контраста, резкости; коррекция артефактов обработки и передачи, а также потерянных строк, пикселей; коррекция влияния атмосферных явлений (тени от облаков, осадки). Для каждого из данных направлений могут использоваться как различные, так и одинаковые методы обработки.

Структура алгоритма постобработки изображений поверхности КО представлена на рисунке 3.

Коррекция яркости/контрастности может осуществляться непосредственно над исходным изображением, а может с применением изображений того же участка поверхности в другой момент времени, снятых с другим временем накопления заряда ФПУ.

Одним из активно развивающихся является метод применения нейронных сетей в обработке изображений. Учитывая объемы поступающих на Землю изображений, целесообразна разработка нейронных сетей, обученных корректировать яркостные характеристики, восстанавливать недостающие фрагменты, убирать облачность и многое другое

Рис. 3. Структура алгоритма постобработки изображений поверхности КО

Все представленные на рисунке 3 методы постобработки могут применяться для различных целей как совместно, так и независимо друг от друга

Таким образом, предложен общий алгоритм обработки изображений ТВ систем КА с целью сохранения информативности. Разнообразие факторов, влияющих на качество изображения, полученного КА, требует разнообразных методов борьбы с искажениями, т.е. разработки адаптивного алгоритма обработки. Для анализа полученных в ходе обработки результатов существует необходимость подбора оптимального алгоритма оценки качества изображений, полученных конкретными телевизионными системами.

Библиографический список

1. Техническое зрение в системах управления 2011: Сборник трудов научно-технической конференции Таруса, 15–17 марта 2011 г. Под ред. Р. Р. Назиров, стр. 83-91, стр.116-122.

2. Маторин С.И., Жиленев М.Ю., Ушакова Н.Н., Винтаев В.Н. Техника формирования и коррекции резкости космических изображений высокого разрешения// Сетевой журнал «Научный результат». Серия «Информационные технологии». – Т. 1. №1, 2016. С. 72-80.

3. Р.Р. Юзькива, В.В. Сергеев. Метод кодирования с преобразованием для сжатия космических гиперспектральных изображений. // Информационные технологии и нанотехнологии – 2017. Обработка изображений и геоинформационные технологии. С. 522-528.

4. Алтухов А. И., Коршунов Д. С., Шабаков Е. И. Метод повышения качества снимков космических объектов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. №4 (92). С.35-40.

5. Алтухов А. И., Коршунов Д. С., Шабаков Е. И. Метод повышения контраста изображений в условиях съемки земли из космоса. 2018. Т. 18. №4. С.573-580.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

УСТРОЙСТВО ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ

А.С. Меркутов

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Россия, Владимир,merkutov@yandex.ru

Аннотация. В статье приводится анализ технологий низкоскоростной передачи данных в беспроводных каналах. Рассмотрена функциональная схема приемника сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией, ориентированная на пониженное энергопотребление. Приведены результаты оценки качества приема и обработки сигнала в условиях воздействия различных внешних факторов при передаче сигнала по радиоканалу, полученные в ходе моделирования в САПР.

Ключевые слова: дифференциальная фазовая модуляция, некогерентный прием, корреляционная обработка, относительная битовая ошибка.

BASEBAND SIGNAL RECEIVER FOR DATA COLLECTION WIRELESS SYSTEMS

A.S. Merkutov

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, merkutov@yandex.ru

Abstract. The article provides an analysis of low-speed data transmission technologies in wireless channels. The functional scheme of a signal receiver with differential phase modulation, focused on reduced power consumption, is considered. The results of evaluating the quality of signal reception and processing under the influence of various external factors during signal transmission over the radio channel, obtained during modeling in CAD, are presented.

Keywords: differential phase modulation, noncoherent reception, correlation processing, bit error rate.

Отличительной особенностью современных беспроводных систем передачи информации является развитие технологий передачи низкоскоростной информации (десятки бит в секунду) по радиоканалу в IoT (Internet of Thinks) системах. Основными требованиями, предъявляемыми к таким системам, являются: повышенная дальность передачи информации, низкое энергопотребление мобильных устройств, малые габаритные размеры, возможность работы в сложной помеховой обстановке. При реализации таких систем в настоящее время используются различные способы модуляции и технологии формирования сигналов. Ниже приводятся их краткий сравнительный анализ.

Узкополосная частотная модуляция (FSK). Достоинства: простота реализации, высокий коэффициент полезного действия (КПД) передающих устройств, широкая номенклатура выпускаемой элементной базы. К недостаткам следует отнести значительное снижение чувствительности приема низкоскоростных сигналов (менее 1 кбит/с) в условиях нестабильности опорных кварцевых генераторов, высокая чувствительность к узкополосным и внутриканальным помехам.

Технология LoRa, основанная на использовании линейной частотной модуляции. Достоинства: устойчивость к уходам несущей частоты и внутриканальным интерференционным помехам и замираниям, повышение эффективности передачи информации при снижении скорости передачи (до 10 бит/с и ниже), высокая чувствительность приема сигналов. Недостатки: сложность аппаратной реализации и отсутствие открытых технических решений для разработки новых систем, возможны потери сигнала при движении мобильного терминала.

На основании вышеизложенного интерес представляет исследование возможностей использования сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией (DQPSK, DBPSK) для решения задач передачи низкоскоростной информации в пакетном режиме. Отличительная особенность систем с данными видами модуляции: более высокая устойчивость к относительным уходам несущей частоты, высокая чувствительность и спектральная эффективность, простота аппаратной реализации.

Цель работы заключалась в разработке и исследовании модели устройства приема и обработки сигналов со следующими параметрами: скорость передачи данных в радиоканале – 50 бит/с, несущая частота – 435 МГц, относительная нестабильность частоты кварцевого генератора в мобильном устройстве – не более 1 ppm. Информация в канале передается в пакетном режиме со следующими параметрами пакета: длина синхропоследовательности – 32 бита, длина информационной части пакета – 160 бит. При исследованиях помехоустойчивое кодирование не использовалось.

Структурная схема приемника приведена ни рисунке 1. Входными сигналами приемника являются квадратурные сигналы на нулевой промежуточной частоте после аналого-цифрового преобразования и предварительной фильтрации, представленные в виде комплексной огибающей *S(t)*. Частота дискретизации сигнала на входе Fs=3,2 кГц.

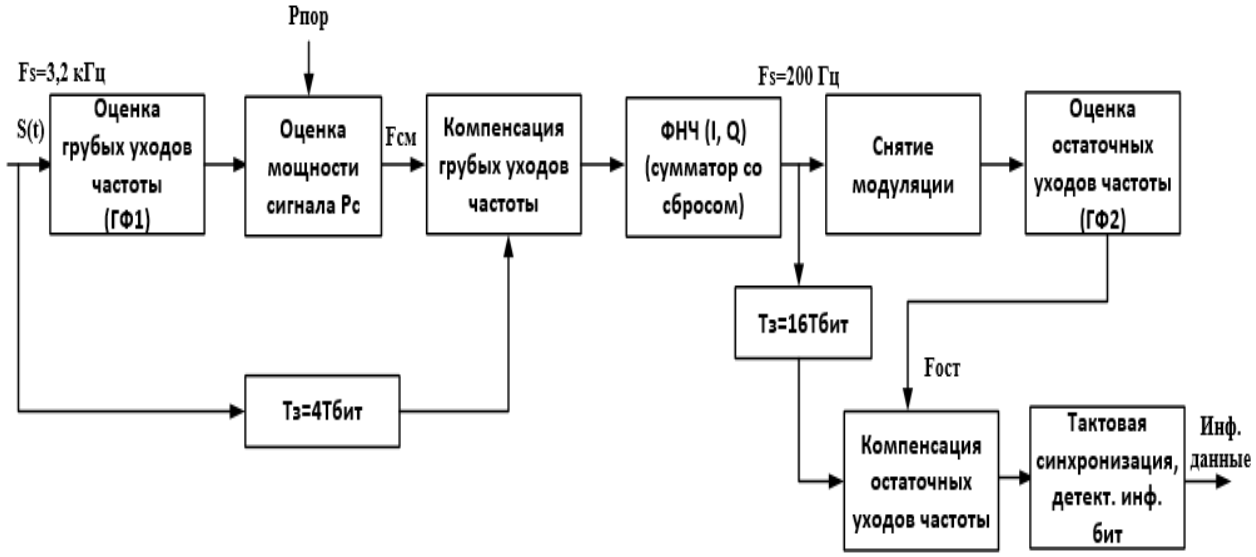


Рис. 1. Функциональная схема приемника

На первом этапе проводится оценка грубых уходов частоты принятого сигнала, которые определяются нестабильностью опорных кварцевых генераторов и эффектом Доплера при движении приемника и/или передатчика и ориентировочно находятся в диапазоне от минус 500 Гц до +500 Гц относительно несущей частоты. Отличительная особенность приема сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией заключается в необходимости достаточно точной компенсации уходов частоты (до 1 – 5% символьной скорости модуляции). Для проведения оценки было предложено на начальной стадии обработки сигнала использовать гребенчатый фильтр (ГФ), представляющий собой совокупность корреляционных схем с

базисными комплексными функциями вида $e^{(-j2\pi kF_0)}$, где F_0=25 Гц, $k = 0,\pm1;\pm3;\pm5;...;\pm21$. В качестве интеграторов в ветвях корреляционной схемы использованы сумматоры отсчетов с окном накопления, равным половине длительности бита ($T_б$), соответствующим 32 отсчетам сигнала. Выходные отсчеты сумматора, следующие с частотой 25 Гц, также суммируются на интервале $4T_б$. Как показали проведенные исследования, дополнительное суммирование значительно повышает точность оценки при низком отношении сигнал/шум (около 4 дБ), но требуется дополнительная память для хранения отсчетов задержанного сигнала. После обработки сигнала в корреляционных схемах определяется коррелятор с максимальной выходной мощностью $P_с$, которому будет соответствовать значение грубого ухода частоты $F_{см}$. Для снижения энергопотребления устройства проводится сравнение $P_с$ с заданным пороговым значением $P_{пор}$, что снижает вероятность дальнейшей обработки ложных сигналов. При $P_с > P_{пор}$ включаются последующие блоки приемника и проводится компенсация ухода частоты комплексным перемножением согласно выражению $S_1(t) = S(t)e^{(-j2\pi kF_0)}$. Блоки ГФ1 и контроля выходной мощности работают постоянно.

Далее проводится низкочастотная фильтрация и децимация квадратурных сигналов. В качестве фильтров нижних частот (ФНЧ) используются накопительные сумматоры со сбросом и длиной окна, равной $8T_б$. Выходные отсчеты следуют с более низкой частотой дискретизации – 200 Гц (4 отсчета на бит), что упрощает аппаратную реализацию последующих трактов приемника.

На следующем этапе реализуется операция снятия модуляции, которая заключается возведении в квадрат отсчетов комплексной огибающей сигнала с DBPSK-модуляцией в соответствии с выражением:

$$(S_1(t))^2=((I_1(t))^2-(Q_1(t))^2)-j2I_1(t)Q_1(t)).$$

В результате формируется комплексный немодулированный сигнал с частотой, соответствующей удвоенному значению остаточного ухода несущей частоты – $2F_{ост}$.

Для точной оценки остаточного ухода частоты используется второй гребенчатый фильтр (ГФ2) представляющий собой совокупность корреляционных схем с базисными комплексными функциями вида $e^{(-j2\pi kF_1)}$, где F_1=5 Гц, $k = 0,\pm1;\pm3;\pm5;...;\pm21$. Длина окна усреднения в накопительном сумматоре каждого коррелятора ГФ2 составляет $8T_б$ (32 отсчета). Затем проводится дополнительная фильтрация сигнала в корреляторе путем его усреднения на интервале, равным $16T_б$ (2 отсчета), и определяется коррелятор с максимальной мощностью, базисная функция которого будет соответствовать удвоенному значению остаточного ухода частоты. На основании выполненной оценки формируется модулированный сигнал с компенсированным остаточным уходом частоты согласно выражению $S_2(t) = S_1(t)e^{(-j2\pi F_{0cm})}$. Предварительно проводится задержка сигнала на $16T_б$.

На следующем этапе решается задача тактовой синхронизации и детектирования бита. Данный узел включает в себя 4 сдвинутые относительно друг друга по времени на $T_б$ последовательно соединенные компоненты: блок накопительного сумматора на интервале $T_б$, блок детектирования бита и блок детектирования синхропоследовательности. На выходе сумматора формируется 1 выходной комплексный отсчет на каждые 4 входных отсчета, что соответствует частоте дискретизации 50 Гц. Блок детектирования бита принимает решение на основании теории некогерентного приема DBPSK-сигнала согласно выражению:

$$B(t) = Sign(-I_2(t)I_2(t-T_б) - Q_2(t)Q_2(t-T_б)).$$

В процессе детектирования формируются 4 сдвинутые во времени на один отсчет последовательности бит (треки), и на основании их взаимной корреляционной обработки с синхропоследовательностью определяется трек, который обеспечил максимальный уровень

сигнала на выходе коррелятора. После этого проводится детектирование бит, соответствующих информационной части пакета. Таким образом, рассматриваемый приемник является когерентным по времени.

Для проведения исследований в САПР ADS была разработана модель канала передачи информации на основе рассмотренного приемного устройства, которая включала в себя источник аддитивного белого гауссова шума, блок внесения уходов частоты, блок внесения изменений уходов частоты от времени при изменении относительной скорости передатчика и приемника.

В таблице 1 приведены некоторые результаты расчета зависимости относительной битовой ошибки приема информации (BER) от отношения энергии бита к спектральной плотности шума (Eb/N_0) на входе приемника при различных частотных отстройках. Передатчик и приемник находятся в статическом положении.

Табл. 1. Зависимость BER от Eb/N_0 в статическом режиме

Частотная отстройка, Гц		-320	-169	48	420	490
BER	Eb/N_0=6,5 дБ	0,069	0,34	0,019	0,067	0,045
	Eb/N_0=7,0 дБ	0,041	0,3	0,012	0,039	0,028
	Eb/N_0=7,5 дБ	0,021	0,007	0,002	0,021	0,014
	Eb/N_0=8,0 дБ	0,011	0,003	0,001	0,009	0,005
	Eb/N_0=8,5 дБ	0,005	0,001	0,0004	0,003	0,002
	Eb/N_0=9,0 дБ	0,001	0,0003	0,0003	0,001	0,0002
	Eb/N_0=9,5 дБ	0,0005	<0,0001	<0,0001	0,0002	<0,0001

Из результатов моделирования следует, что характеристики помехоустойчивости приема при различных частотных отстройках немного отличаются, что связано с различной точностью их оценки в ГФ1 и ГФ2. При низких значениях Eb/N_0 (менее 7,5 дБ) в некоторых экспериментах наблюдалась полная потеря информации (BER=0,5), что объясняется ошибочным выбором коррелятора в гребенчатых фильтрах. Исследования показали, что приемник обеспечивает BER не более 0,001 при Eb/N_0 = 9 дБ в диапазоне изменения смещения несущей частоты сигнала от -500 Гц до +500 Гц.

В таблице 2 приведены результаты моделирования, отражающие влияние изменения относительной скорости перемещения приемника и передатчика за 1 с (dV) на качество приема информационной части пакетов при отстройке частоты несущей минус 169 Гц. Моделирование, проведенное для других отстроек частоты, указанных в таблице 1, показало в целом, аналогичные результаты, соответствующие таблице 2.

Табл. 2. Зависимость BER от dV и Eb/N_0 в мобильном режиме

dV, (км/ч)/с	25	50	75	100	125	135	150
Eb/N_0, дБ	7,5	7,5	7,5	8	9	12	15
BER	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,08

Таким образом, можно сделать вывод, что для используемого диапазона частот и структуры пакета, приемник обеспечивает прием информации при ускорении мобильного терминала или базовой станции до 125 (км/ч)/с, если значения Eb/N_0 не менее 9 дБ.

Проведенные исследования показали возможности реализации приемника пакетов низкоскоростных данных с DBPSK-модуляцией, ориентированного на функционирование как в статическом, так и мобильном режимах радиолинии. Результаты работы могут быть использованы при разработке специализированной цифровой микросхемы с пониженным

энергопотреблением для применения в перспективных устройствах беспроводных систем сбора данных.

Библиографический список

1. Дж. Прокис Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
2. Феер К. Беспроводная связь/Под ред. В.И.Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
3. Бокуцци Дж. Обработка сигналов для беспроводной связи.-М.: Техносфера, 2012. – 672 с.

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ПОДВОДНЫЙ БЕСПРОВОДНОЙ ОПТИЧЕСКИЙ КАНАЛ СВЯЗИ С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ОРИЕНТАЦИЕЙ В ПРОСТРАНСТВЕ

Л.В. Аронов
Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru

Аннотация. В настоящей статье был проведен анализ вертикальных профилей фитопланктона и учёт их влияния на энергетический бюджет вертикально-ориентированного подводного беспроводного оптического канала связи. Были получены вертикальные профили суммарного ослабления для воды с приповерхностной замутнённостью 0,4 мг/м3 и 3 мг/м3. Ослабления на глубине с максимальной концентрацией фитопланктона различается в этом случае в 6 раз. Показано, что при использовании в качестве оптического передатчика лазерного светодиода NDB4116 с мощностью излучения 100 мВт, глубина на которой принятая мощность опускается ниже пороговой чувствительности фотоприёмника составляет от 12 до 70 метров. Использование модуляции КИМ-ИМ позволяет обеспечить передачу видеопотока со скоростью 4 Мбит/с на глубину от 9 до 39 метров.
Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, беспроводной оптический канал, подводная связь, оптические линии связи.

UNDERWATER WIRELESS OPTICAL COMMUNICATION CHANNEL WITH VERTICAL ORIENTATION IN SPACE

L.V. Aronov
V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University, Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru

Abstract. This article analyzed the vertical profiles of phytoplankton and took into account their impact on the energy budget of a vertically oriented underwater wireless optical communication channel. Vertical profiles of total attenuation were obtained for water with surface turbidity of 0.4 mg/m3 and 3 mg/m3. Attenuation at depth with the maximum concentration of phytoplankton differs in this case by a factor of 6. It is shown that when using an NDB4116 laser LED with a radiation power of 100 mW as an optical transmitter, the depth at which the received power falls below the threshold sensitivity of the photodetector ranges from 12 to 70 meters. The use of CMM-IM modulation makes it possible to transmit a video stream at a speed of 4 Mbit/s to a depth of 9 to 39 meters.
Keywords: underwater optical wireless communication channel, optical wireless communication, free space optic, underwater communication, optical communication line.

Введение

Среди прочих задач, в рамках управления автономными необитаемыми подводными аппаратами (АНПА) является задача оценки состояния подводных инженерных коммуникаций и проведения различных работ. Это могут плановые и исследовательские работы на газо- и нефтепроводах, инфраструктуре, сопутствующей добыче полезных ископаемых, подводных линях связи и электропередачи. Обследованию подлежат не только части инженерных коммуникаций, но и прилегающая к ним окрестность морского дна. Данная задача осо-

бенно важна для инфраструктуры, расположенной на небольших глубинах, где присутствует вероятность случайного или преднамеренного повреждения.

Мониторинг проводится путём визуального осмотра, при этом для управления АНПА достаточно использовать низкоскоростной канал, как правило гидроакустический. На «базу» передаётся поток видеоданных высокой чёткости и это требует высокоскоростного способа передачи данных. На практике возможно реализовать, используя либо кабельный канал, либо подводный беспроводной оптический канал связи (ПБОКС) [1]. Использование беспроводного канала имеет преимущества, в том числе отсутствует парусность. Это уменьшит габариты и массу АНПА и увеличить его манёвренность.

Основным источником ослабления оптического сигнала в морской воде является фитопланктон, концентрация которого зависит от глубины погружения [2]. Следовательно, необходимо учитывать изменение его концентрации в вертикальном профиле океана.

Цель настоящего исследования в выявлении свойств вертикального профиля ослабления в морских водах и учёт их влияния на энергетический бюджет подводного беспроводного оптического канала связи направленного перпендикулярно к поверхности воды.

Теоретическая часть

Для оценки коэффициента затухания используется однопараметрическая модель, основанная на измерении концентрации хлорофилла. Этот параметр коррелирует с концентрацией фитопланктона и иных компонент, влияющих на степень ослабления оптического сигнала, обусловленную рассеянием и поглощением. Обобщенная процедура расчета ослабления оптического излучения в морской воде показана на рисунке 1 [3].

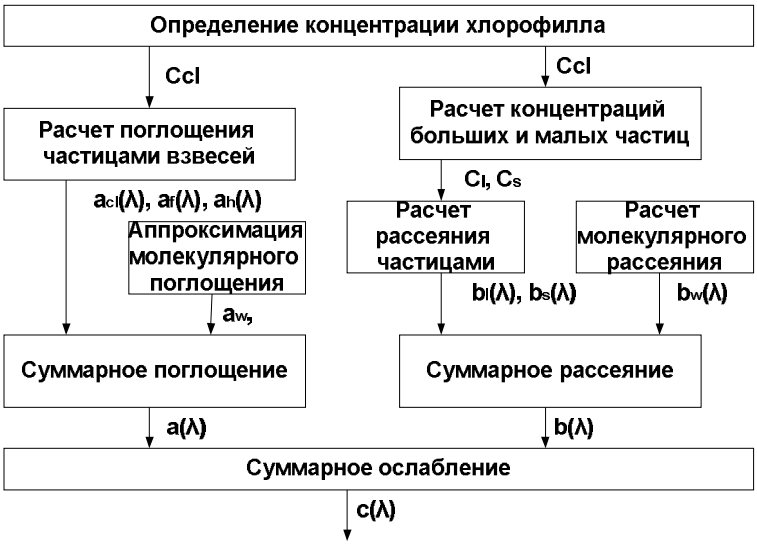


Рис. 1. Процедура расчета коэффициента ослабления

Здесь учитывается рассеяние и поглощение на молекулах воды, не зависящее от концентрации органических и минеральных взвесей. Средние значения этих коэффициентов измерены во всем видимом диапазоне длин волн [4] и суммарный коэффициент ослабления $c(\lambda)$ на единицу длины, зависящий от длины волны λ находится по формуле [5]:

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda), \quad (1)$$

где $a(\lambda)$ – коэффициент поглощения на единицу длины, а $b(\lambda)$ – коэффициент рассеяния на единицу длины, которые соответственно равны, коэффициент поглощения [5]:

$$a(\lambda) = a_w(\lambda) + a_{Cl}(\lambda)C_{Cl}^{\ 0.6} + a_f C_f e^{-k_f \lambda} + a_h C_h e^{-k_h \lambda}, \quad (2)$$

где $a_w(\lambda)$ – коэффициент поглощения в чистой воде, $м^{-1}$;

$a_{Cl}(\lambda)$ – коэффициент поглощения хлорофилла, $м^{-1}$;

C_{Cl} – концентрация хлорофилла, $мг/м^3$;

$a_h(\lambda)$ – коэффициент поглощения гуминовых кислот, $м^{-1}$, $a_h = 18,8 м^2 мг^{-1}$;

$a_f(\lambda)$ – коэффициент поглощения фульвиковых кислот, $м^{-1}$, $a_f = 35,96 м^2 мг^{-1}$;

C_f – концентрация фульвиковой кислоты, $мг/м^3$;

C_h – концентрация гуминовых кислот, $мг/м^3$;

$k_f = 0,019 нм^{-1}$ – постоянная затухания фульвиковых кислот;

$k_h = 0,011 нм^{-1}$ – постоянная затухания для гуминовых кислот.

Коэффициент рассеяния $b(\lambda)$ определяется по формуле:

$$b(\lambda) = b_w(\lambda) + b_s(\lambda)C_s + b_l(\lambda)C_l.l \quad (3)$$

где $b_w(\lambda)$ – коэффициент молекулярного рассеяния чистой воды, $м^{-1}$;

$b_s(\lambda)$ – коэффициент рассеяния на частицах диаметром менее 1 мкм, $м^{-1}$;

C_s – концентрация частиц диаметром менее 1 мкм, $мг/м^3$;

$b_l(\lambda)$ – коэффициент рассеяния частиц диаметром более 1 мкм, $м^{-1}$;

C_l – концентрация частиц диаметром более 1 мкм, $мг/м^3$.

Здесь коэффициенты C_s и C_l концентрации малых и больших частиц взвесей[6]:

$$C_s = 0.01739 \cdot C_{cl} \exp\left[0.11631 \cdot C_{cl}\right];$$
$$C_l = 0.76284 \cdot C_{cl} \exp\left[0.03092 \cdot C_{cl}\right].$$

Коэффициенты, содержащиеся в формулах (2) и (3), определены на основе эмпирических формул, содержащихся в работах [5-7].

Затем определяется мощность, принятая оптическим приёмником и поступившая на чувствительную площадку фотодетектора, при этом учитывается коэффициент пропускания приёмной и передающей оптических систем и геометрические потери:

$$P_{ПрМ} = P_{ПрД} \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2L_m \cdot tg\left(\theta_{div}\right)\right)} 10^{\left(-\frac{c_{дБ}(\lambda)L_m}{10}\right)} \tau_{ПрД}\tau_{ПрМ}, \quad (4)$$

где $P_{ПрД}$ – мощность излучения оптического передатчика, Вт;

$D_{ПрМ}$ – диаметр приемной апертуры, м;

$D_{ПрД}$ – диаметр передающей апертуры, м;

L_m – расстояние между приемником и передатчиком, м;

θ_{div} – угол рассеяния лазерного излучения в морской воде;

$c_{дБ}\left(\lambda\right)$ – суммарный коэффициент ослабления, дБ/м;

$\tau_{ПрД}$ – коэффициент передачи передающей оптической системы;

$\tau_{ПрМ}$ – коэффициент передачи приёмной оптической системы.

Формула (4) имеет смысл при неизменном коэффициенте затухания, однако в случае вертикальной направленности канала передачи данных нужно учитывать, что концентрация хлорофилла C_{Cl} в зависимости от глубины погружения z изменяется по закону [9]:

$$C_{Cl}(z) = B_0 + S \cdot z + \frac{h}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\left(z - z_{\max}\right)^2}{2\sigma^2} \right], \quad (4)$$

где B_0 – фоновая концентрация хлорофилла вблизи поверхности, $мг/м^3$;

S – вертикальный градиент концентрации $мг/м^4$;

h – общий хлорофилл над фоном $мг/м^2$;

σ – стандартное отклонение Гауссова закона распределения, определяющее толщину слоя с максимальной концентрацией хлорофилла, м;

$z_{\max}$ – глубина, на которой концентрация хлорофилла максимальна, м.

С учётом неравномерности вертикального распределения хлорофилла, формула для расчёта поглощения имеет вид

$$a(\lambda) = a_w(\lambda) + a_{Cl}(\lambda) C_{Cl}\left(z\right)^{0.6} + a_f C_f e^{-k_f \lambda} + a_h C_h e^{-k_h \lambda}, \quad (5)$$

где концентрации фульвиковых и гуминовых кислот вычисляются по эмпирическим формулам, показанным в работе [6], при этом учитывается переменная концентрация хлорофилла, зависящая от глубины погружения:

$$C_f = 1,74098 \cdot C_{Cl}\left(z\right) \cdot e^{0,12327 \cdot C_{Cl}(z)}, \quad (6)$$

$$C_h = 1,9334 \cdot C_{Cl}\left(z\right) \cdot e^{0,12343 \cdot C_{Cl}(z)}. \quad (7)$$

Коэффициент рассеяния определяются в соответствии с (3), при этом формулы расчёта концентрации малых и больших частиц имеют вид:

$$C_s = 0.01739 \cdot C_{cl}\left(z\right) \exp\left[0.11631 \cdot C_{cl}\left(z\right) \right]; \quad (8)$$

$$C_l = 0.76284 \cdot C_{cl}\left(z\right) \exp\left[0.03092 \cdot C_{cl}\left(z\right) \right]. \quad (9)$$

Суммарный коэффициент ослабления $c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda)$ для вертикального канала определяется как функция двух переменных длины волны и концентрации хлорофилла и зависит $C_{cl}\left(z\right)$ от глубины погружения z. В этом случае выражение (4), определяющее принятую мощность можно представить в виде:

$$P_{ПрМ} = P_{ПрД} \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2L_m \cdot tg\left(\theta_{div}\right)\right)} \tau_{ПрД} \tau_{ПрМ} \prod_{i=1}^{N} 10^{\left(-\frac{c_{\partial Бi}(\lambda, z) \Delta L_m}{10} \right)}, \quad (10)$$

где дистанция L_m разбита на N слоёв толщиной ΔL_m. Тогда формула (10) приобретает вид

$$P_{ПрМ} = P_{ПрД} \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2L_m \cdot tg\left(\theta_{div}\right)\right)} \tau_{ПрД} \tau_{ПрМ} 10^{-\frac{\Delta L_m}{10} \sum_{i=1}^{N} c_{обi}(\lambda, z)}. \quad (11)$$

Выражение (11) позволяет рассчитать мощность на выходе оптического приёмника в ПБОКС с вертикальной ориентацией, учитывая при этом зависимость коэффициента ослабления от глубины.

Выбор исходных параметров и моделирование

Коэффициенты в формуле (4) выбираются на основании эмпирических данных для конкретной географической зоны Мирового океана. Экспериментальные данные по вертикальным профилям океана содержатся в различных работах [9, 10], при этом учитывается, что речь идёт об усреднении статистических данных. При глубине до 200 метров параметры океана непостоянны и зависят от погоды и времени суток. В качестве исходных данных модели вертикального распределения хлорофилла выберем параметры «зоны холодной воды» из работы [9], которая наиболее близка к водам северо-восточного побережья Российской Федерации. Зависимость суммарного коэффициента ослабления показана на рисунке 2 для вод типа «чистый океан» (концентрация хлорофилла 0,4 мг/м^3) и «прибрежные воды» (концентрация хлорофилла 3 мг/м^3).

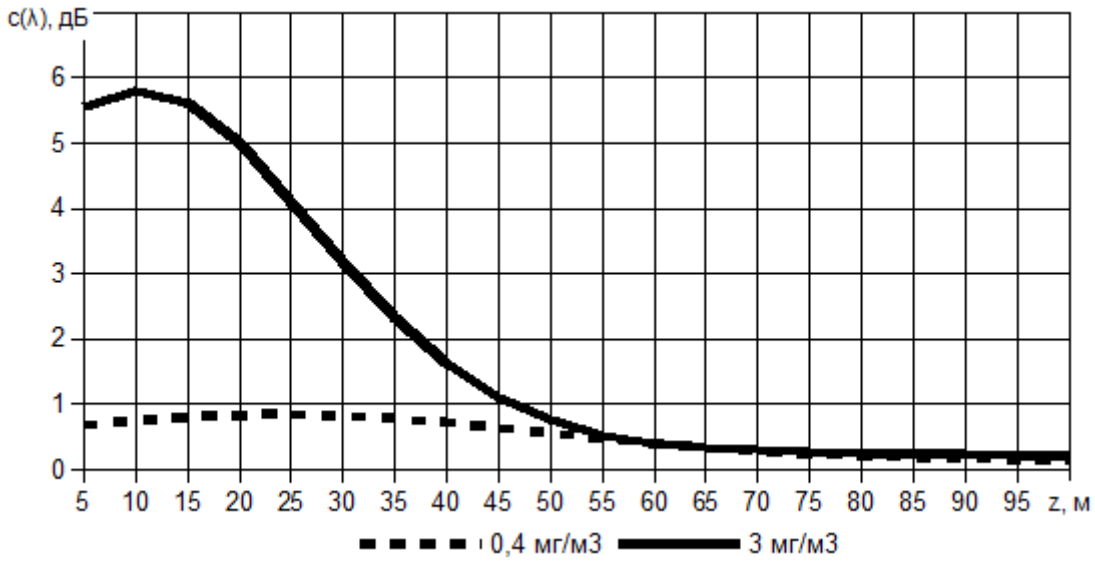


Рис. 2. Суммарный коэффициент ослабления в зависимости от глубины на длине волны 445 нм

Максимальное значение коэффициента ослабления у двух типов воды отличается в 6 раз, но на глубинах свыше 60 метров различия сглаживаются, вследствие снижения концентрации хлорофилла.

В результате произведен расчет мощности, принятой фотоприёмником, причем исходные данные взяты из работы [11], где в качестве фотодетектора выбран фотодиод S5973-02 с пиком чувствительности равным $S_Ф = 0,35$ А/Вт на длине волны 450 нм и темновым током $I_D = 0,1 \cdot 10^{-9}$ А, диаметр приёмной и передающих апертур 0,05 м. На передающей стороне установим лазерный светодиод NDB4116 с мощностью излучения $P_{ПрД} = 100$ мВт. Полученная зависимость показана на рисунке 3.

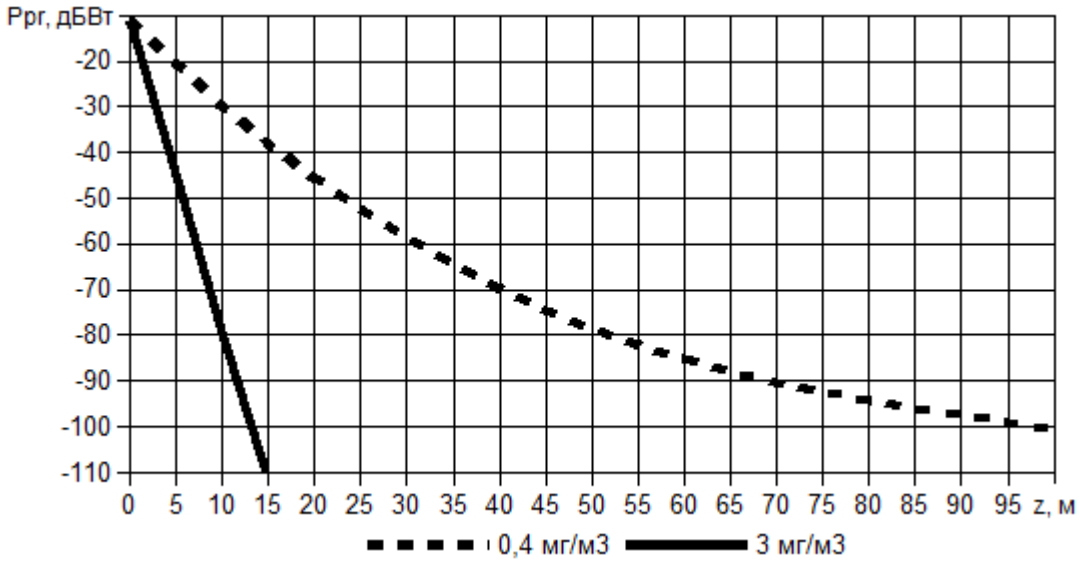


Рис. 3. Принятая мощность в зависимости от глубины

При концентрации хлорофилла в поверхностных водах 3 мг/м^3 мощность, принятая фотоприёмником, снижается до пороговой чувствительности 91 дБм уже на глубине 12 метров, в то время как для концентрации хлорофилла 0,4 мг/м^3 эта мощность достигается на глубине 70 м. С использованием алгоритма, описанного в работе [11], рассчитаны вероятности битовой ошибки (BER) для обоих рассмотренных случаев, при использовании кодоимпульсной модуляции по интенсивности (КИМ-ИМ) (рисунок 4).

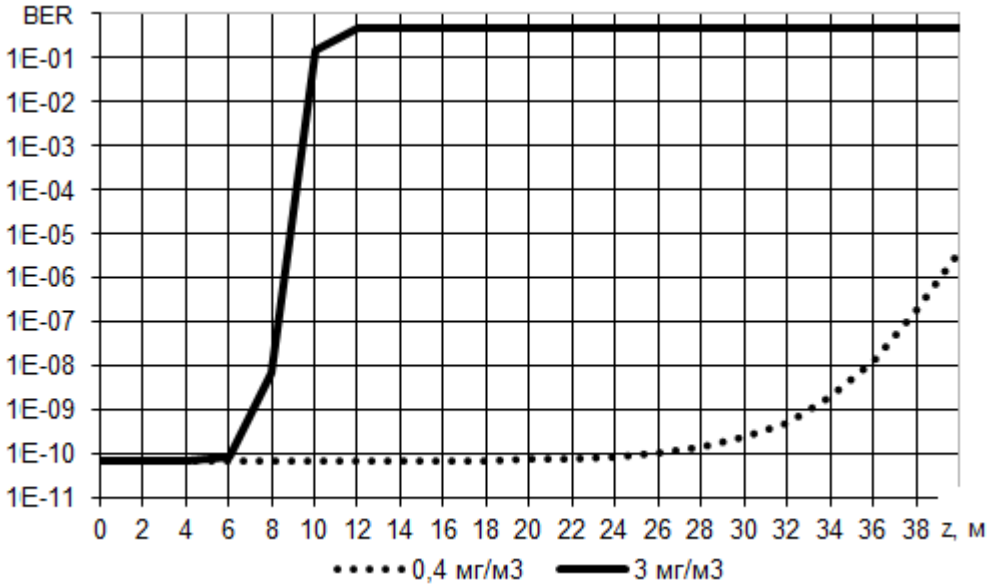


Рис. 4. Вероятность битовой ошибки в зависимости от глубины

При допустимой вероятности ошибки 10^{-6}, глубина, на которую возможно осуществить передачу видеопотока стандартной чёткости со скоростью 4 Мбит/с с использованием ПБОКС, составит для воды типа «прибрежные воды» – 9 метров, а для воды типа «чистый океан» – 39 метров. При допустимом значении BER до 10^{-8} эти глубины уменьшаться до 8 и 36 метров. Основная часть энергии в мутной воде при принятых параметрах вертикального профиля хлорофилла рассеивается на глубинах до 25 метров.

Заключение

В статье исследован вертикально-ориентированный ПБОКС, предназначенный для передачи потоков видеоданных в реальном масштабе времени.

Значительная часть энергии в вертикально-ориентированном канале теряется в окрестностях отметки глубины, соответствующей максимальной концентрации хлорофилла. Помимо стандартных способов увеличения дальности: увеличение мощности, использование помехоустойчивого кодирования, увеличение приёмной оптической апертуры и т.д., возможно использовать технический приём с опусканием буя с оптическим приёмник на глубину ниже $z_{\max}$. Однако тогда следует учесть необходимость стабилизации и точности наведения луча.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н. Определение характеристик подводного открытого оптического канала передачи информации на больших глубинах [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2018. – № 1 (63). – с. 40-48.

2. Laura J. Johnson Underwater optical wireless communications: depth dependent variations in attenuation [Текст] / Laura J. Johnson, Roger J. Green, Mark S. Leeson // Applied Optics, Volume 52 (Number 33). pp. 7867-7873.

3. Аронов Л.В. Процедура расчета энергетического бюджета подводного открытого оптического канала передачи информации [Текст] / Л. В. Аронов // Новые информационные технологии в научных исследованиях материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. – с. 84-86.

4. William M. Irvine Infrared optical properties of water and ice spheres [Текст] / William M. Irvine, James B. Pollack // Icarus . – 1968 . – No. 8 – pp. 324-360.

5. Kaushal H. Underwater optical wireless communication [Текст] / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.

6. Abd El–Naser A. Mohamed Underwater wireless optical communications for short range typical ocean water types [Текст] / Abd El–Naser A. Mohamed, Hamdy A. Sharshar, Ahmed Nabih Zaki Rashed, Enab Salah El-dien // Canadian journal on electrical and electronics engineering. – 2012 . – No. 7, vol. 3 – pp. 344-361.

7. Кириллов С. Н. Разработка модели распространения оптического сигнала в водной среде для подводных систем передачи информации [Текст] / С. Н. Кириллов, С. А. Балюк, С. Н. Кузнецов, А. С. Есенин // Вестник РГРТУ. – 2012 – №2 – с. 3-8

8. Аронов Л.В. Сравнение предельной дальности кодоимпульсной и позиционной модуляций по интенсивности в подводном лазерном канале [Текст] / Л. В. Аронов // Актуальные проблемы современной науки и производства. материалы V Всероссийской научно-технической конференции. Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина. Рязань, 2020. С. 80-87.

9. Kameda T, Chlorophyll biomass off Sanriku, Northwestern Pacific, estimated by Ocean Color and Temperature Scanner (OCTS) and a vertical distribution model / T. Kameda, S. Matsumura //J. Oceanogr. 54, 509–516 (1998)

10. Mosharov, S.A. Seasonal Variability of Plankton Production Parameters as the Basis for the Formation of Organic Matter Flow in the Southeastern Part of the Baltic Sea / S.A. Mosharov, I.V. Mosharova, O.A. Dmitrieva, A.S. Semenova, M.O. Ulyanova // Water 2022, 14, 4099. https://doi.org/10.3390/w14244099

11. Кириллов С.Н. Пропускная способность подводного оптического канала передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2020. – № 4 (74). – с. 3-13. DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-3-13

УДК 621.391; ГРНТИ 47.05

СРАВНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ КОДОВ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ М-ФМ НА ФОНЕ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

Нгуен Ван Зунг
Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

Аннотация. В реальных условиях на вход радиоприемника одновременно поступают полезный сигнал и помехи, которые могут существенно ухудшить качество приема сигнала. Один из перспективных методов борьбы с помехами – использование корректирующих кодов. Целью данной работы является сравнительный анализ влияния разных корректирующих кодов, таких как коды Хэмминга (7,5) и (15,11) и сверточный код с алгоритмом декодирования Витерби (7,5) на помехоустойчивости приема сигналов М-ФМ в условии шумовой и гармонической помехи. Проведено моделирование в среде Матлаб, получены зависимости вероятности битовой ошибки приема сигналов М-ФМ без применения и с применением корректирующих кодов. Показано, что сверточный код с алгоритмом декодирования Витерби эффективнее исправляет ошибки при малой интенсивности помехи, чем коды Хэмминга.

Ключевые слова: корректирующие коды, код Хэмминга, сверточный код, алгоритм декодирования Витерби, многопозиционная фазовая манипуляция, гармоническая помеха.

COMPARISON OF THE INFLUENCE OF CORRECTION CODES ON THE NOISE IMMUNITY OF M-PSK SIGNALS RECEPTION ON A BACKGROUND OF HARMONIC INTERFERENCE

Nguyen Van Dung
Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Vietnam, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

The summary. In real conditions, the input of the radio receiver simultaneously receives a useful signal and interference, which can significantly deteriorate the quality of signal reception. One of the promising methods of dealing with interference is the use of corrective codes. The purpose of this work is a comparative analysis of the influence of different correcting codes, such as Hamming codes (7,5) and (15,11) and a convolutional code with the Viterbi decoding algorithm (7,5) on the noise immunity of receiving M-PSK signals under noise and harmonic interference. Modeling was carried out in the Matlab environment, and the dependences of the bit error probability of receiving M-PSK signals without and with the use of correction codes were obtained. It is shown that a convolutional code with a Viterbi decoding algorithm is more effective at correcting errors at low noise intensity than Hamming codes.

Keywords: correction codes, Hamming code, convolutional code, Viterbi decoding algorithm, multiple phase shift keying, harmonic interference.

В современных цифровых системах передачи дискретной информации с высокой пропускной способностью, таких как спутниковые системы GPS, ГЛОНАС, системы цифрового телевидения DVB/DVB-S2 нашли широкое применение сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией. В работах [1-3] показано, что гармоническая помеха с высокой интенсивностью практически разрушает прием сигналов М-ФМ. Поэтому исследование способов обеспечения устойчивости системы к ошибкам представляет собой важную задачу для радиоэлектронной отрасли.

Математические модели сигналов М-ФМ, гармонической помехи описаны в работе [1]. Параметры и характеристики кодов Хэмминга и сверточного кода с декодированием по алгоритму Витерби объяснены в работе [4-5].

Применяемые в данной работе параметры кодов Хэмминга приведены в таблице 1, а сверточного кода – в таблице 2.

Таблица 1. Параметры кодов Хэмминга

Параметры	Код Хэмминга (7,4)	Код Хэмминга (15,11)
m	3	4
n	7	15
k	4	11
R	4/7	11/15

Таблица 2. Параметры сверточного кода

Параметры	Сверточное кодирование с алгоритмом декодирования Витерби
n	1
k	2
R	1/2

Моделирование канала передачи информации было проведено с параметрами, представленными в таблице 3.

Таблица 3. Параметры моделирования

Параметры	Значение
Отношение сигнал/шум	E_b/N_0 = 0÷25 дБ
Канал связи	Аддитивный гауссовский белый шум Гармоническая помеха
Относительная интенсивность помехи	μ = 0÷1
Начальная фаза помехи	φ = 0÷2π
Отношение частоты дискретизации к несущей частоте	$f_д / f_с$ = 20
Число информационных битов	N = 108000
Режимы модуляции	2-ФМ, 4-ФМ, 8-ФМ, 16-ФМ
Типы кодов	Код Хэмминга (7,4) Код Хэмминга (15,11) Сверточное кодирование с алгоритмом декодирования Витерби (7,5)

Блок-схема алгоритма моделирования показана на рисунке 1.

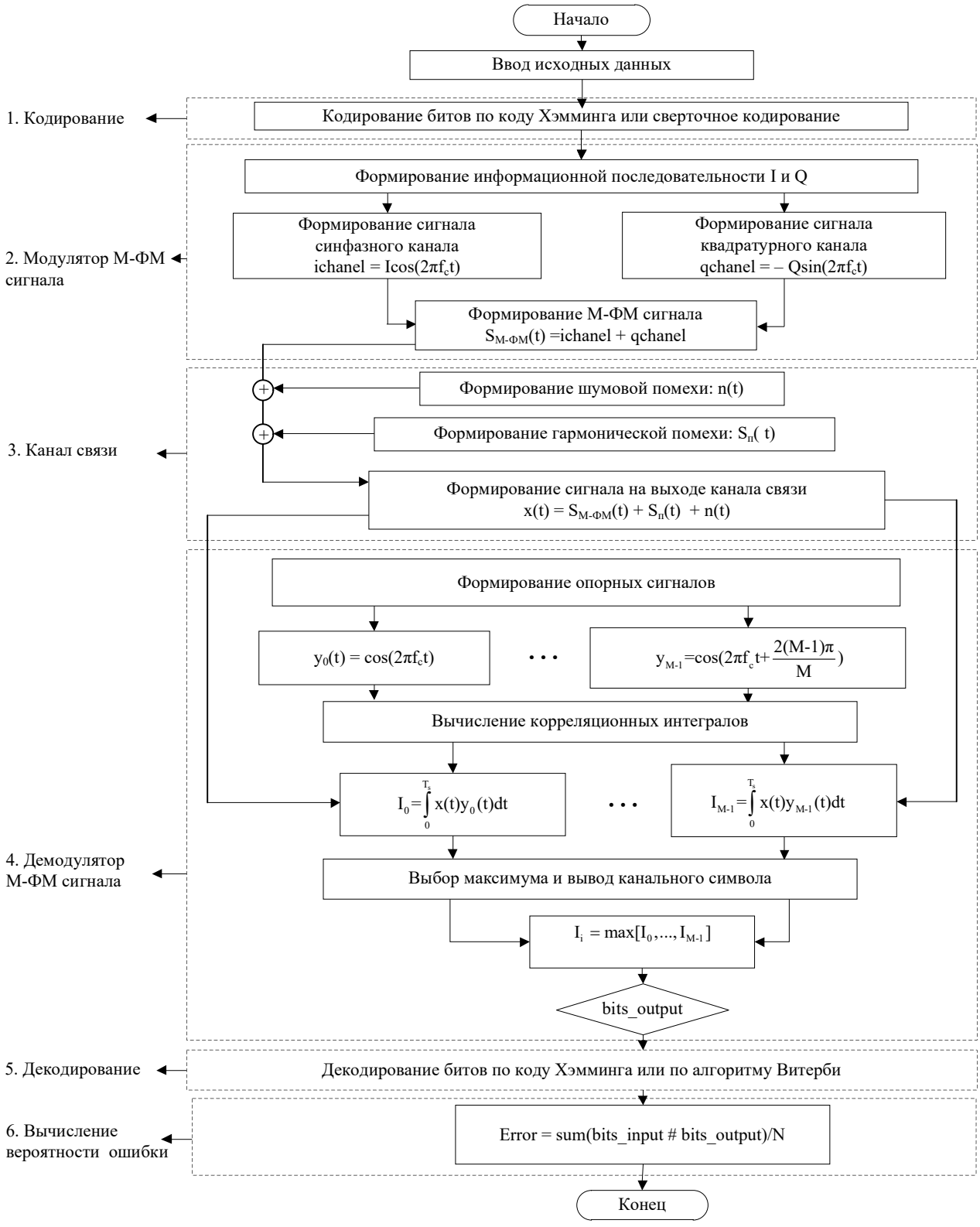
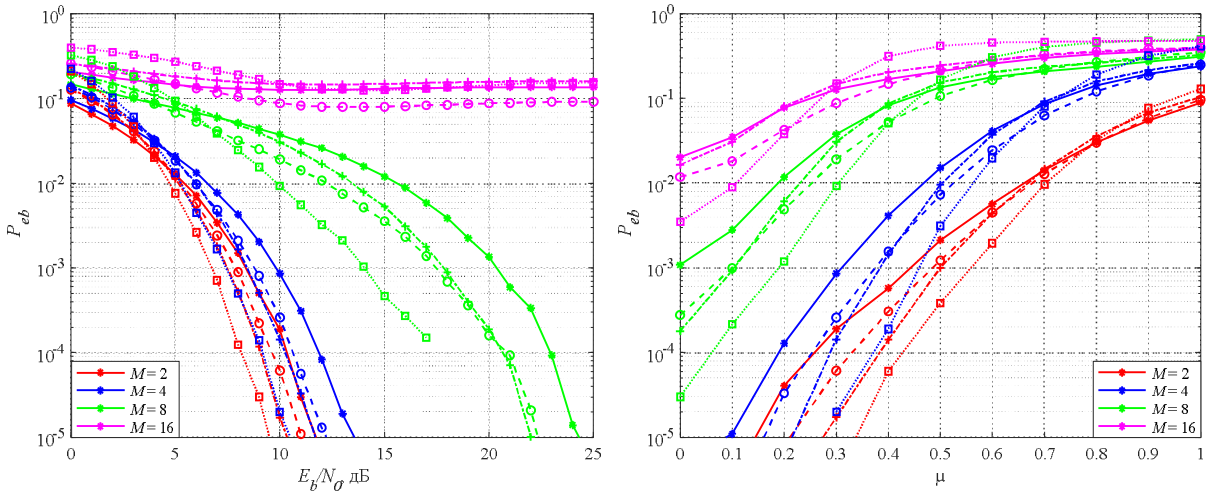


Рис. 1. Блок-схема алгоритма моделирования

С использованием выше указанных параметров в соответствии с блок-схемой проведено моделирование в среде Матлаб. На рисунке 2 приведены полученные экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (при μ = 0.3) и от интенсивности μ гармонической помехи (при E_b/N_0 = 10 дБ) при когерентном приеме сигналов М-ФМ с использованием кода Хэмминга и сверточного кодирования с алгорит-

мом декодирования Витерби. Сплошные линии соответствуют вероятности битовой ошибки без применения кодов, штриховые линии – с применением кода Хэмминга (7,4), штрих-пунктирные – с применением кода Хэмминга (15,11), а пунктирные линии – с применением сверточного кодирования с алгоритмом декодирования Витерби (7,5).



а) б)

Рис. 2. Сравнительные зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (а) и от относительной интенсивности гармонической помехи μ (б) при когерентном приеме сигналов М-ФМ для разных способов кодирования

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. При малой интенсивности гармонической помехи корректирующие коды позволяют получить значительный энергетический выигрыш. Например, при μ = 0.3 и $P_{eb} = 10^{-4}$ для 4-ФМ с кодом Хэмминга (7,4) энергетический выигрыш составляет 1.2 дБ, с кодом Хэмминга (15,11) – 1.6 дБ, со сверточным кодированием и алгоритмом декодирования Витерби (7,5) – 2.7 дБ; при μ = 0.3 и $P_{eb} = 10^{-3}$ для 8-ФМ с кодом Хэмминга (7,4) энергетический выигрыш составляет 2.9 дБ, с кодом Хэмминга (15,11) – 2.5 дБ, со сверточным кодированием и алгоритмом декодирования Витерби (7,5) – 5.4 дБ.

2. При большой интенсивности гармонической помехи применение сверточного кодирования и алгоритма декодирования Витерби ухудшает вероятность ошибки приема сигналов М-ФМ сильнее, чем коды Хэмминга.

Библиографический список

1. Куликов Г. В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А. В., Лелюх А. А. Помехоустойчивость приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Наукоемкие технологии. - 2018, №11. - С.32-38.

2. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Журнал радиоэлектроники. - 2018, №11. С 1-13.

3. Куликов Г.В., Усманов Р.Р., Трофимов Д.С. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Наукоемкие технологии. - 2020, №1. - С.22-29.

4. Никитин, Г. И. Сверточные коды / Г. И. Никитин // СПб.: СПбГУАП. - 2001. - 80 с.

5. Голиков, А.М. Кодирование в телекоммуникационных системах / А. М. Голиков // Томск: ТУСУР; - 2018. - 319 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ТРЕБОВАНИЯ К АЛГОРИТМАМ ПЕРВИЧНОГО И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

В.Т. Дмитриев, Д.М. Меньшиков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, proDirector@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева для увеличения криптостойкости передаваемой информации. Проанализированы два варианта передачи информации для систем на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Проанализировано использование различных алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования для повышения защищенности передаваемой информации.
Ключевые слова: речевой сигнал, первичное и помехоустойчивое кодирование.

REQUIREMENTS FOR PRIMARY AND NOISE-RESISTANT CODING ALGORITHMS FOR SECURE TRANSMISSION SYSTEMS

V.T. Dmitriev, D.M. Menshikov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, The Russian Federation, Ryazan, proDirector@mail.ru

Abstract. The paper considers the application of the Khurgin-Yakovlev algorithm modification to increase the crypto-resistance of the transmitted information. Two variants of information transmission for systems based on modification of Khurgin-Yakovlev algorithm are analysed. The use of various primary and noise-resistant coding algorithms to increase the security of transmitted information is analyzed.
Keywords: speech signal, primary and noise-resistant coding.

При защите речевой информации в современных инфокоммуникационных системах зачастую используются все возможные способы защиты, включая алгоритмы первичного кодирования [1, 2, 3]. При этом необходимо осуществить выбор алгоритма первичного кодирования, обеспечивающего наибольшее количество комбинаций параметров первичного кода. Анализ первичных кодеков показал, что наибольшее количество комбинаций первичного кода обеспечивает алгоритм CELP [4] за счет изменения параметров фильтра предсказателя, а также алгоритма построения кодовой книги и её возможных параметров. В настоящее время данный алгоритм имеет множество модификаций, обеспечивающих различную скорость. Для обеспечения дополнительной скрытности возможно подмешивать в каждый кадр передаваемой информации дополнительные биты, что сделает алгоритм невосприимчивым к алгоритму VAD G.729. Вместе с этим это увеличит избыточность передаваемой информации. Также необходимо, чтобы применяемый алгоритм имел оригинальную совокупность параметров, не описанную в стандартах передачи речевой информации.

Применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволит увеличить криптостойкость передаваемой информации. Возможны два варианта передачи информации для систем на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Согласно первому варианту кодирование речевого сигнала (РС) осуществляется для децимированных отсчетов сигнала и производной для длительности блоков аналогичной длительности исходного РС. При N=2 длительность блока увеличивается в два раза, а при использовании N каналов обработки – в N раз. В свою очередь это приводит к возрастанию задержки, что далеко не всегда приемлемо для систем передачи РС, работающих в реальном режиме времени. Согласно второму варианту длительность каждого блока снижается в N раз, что снижает эффективность алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования, но повышает защищенность первичного кодирования, так как сложно определить параметры. Зачастую, чем сложнее алгоритм первичного кодирования, тем больше бит на выходе первичного кодека обладают высокой важностью, которые требуется защищать не только с помощью специальных алгоритмов защиты

информации, но также с помощью алгоритма помехоустойчивого кодирования. В общем виде можно записать выражение для общего числа возможных ключей защищенной системы в виде:

$$Z_c = Z_{\text{перк}} \cdot Z_{\text{пом к}} \cdot Z_{\text{мас}} \cdot Z_{\text{шиф}} \cdot Z_{\text{перем}}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{перк}}$– количество ключей первичного кодера;

$Z_{\text{пом к}}$ – количество ключей помехоустойчивого кодера;

$Z_{\text{мас}}$– количество ключей маскиратора;

$Z_{\text{шиф}}$ – количество ключей шифратора;

$Z_{\text{перем}}$ – количество ключей перемежителя.

Кроме того, важными критериями при защите информации являются доступность, распространенность и простота определения данного алгоритма обработки (первичного и помехоустойчивого кодирования, маскирования, шифрования и перемежителя) методом перебора или корреляционного анализа [5, 6]. В случае использования адаптивных методов коэффициент адаптации передается в радиоканал совместно с отсчетами сигнала. Как показывают экспериментальные исследования, при кодировании речи на интервале 16 мс по коэффициентам адаптации возможно восстановить информацию об огибающей спектра, что позволяет восстановить исходный РС с качеством речи на приеме на уровне 2…3 балла согласно ГОСТ Р 50840-95. Поэтому необходимо защитить биты коэффициента адаптации с помощью алгоритма помехоустойчивого кодирования, а затем подвергнуть полученный битовый поток псевдослучайному перемежению. В случае использования алгоритмов АДИКМ зачастую передаются коэффициенты предсказания, коэффициенты адаптации и отсчеты ошибки предсказания. Значения первых двух коэффициентов обычно передаются совместно в одном кадре и для достижения помехоустойчивости передаваемой информации кодируются помехоустойчивым кодом. При корреляционной обработке можно определить границы при передаче каждого коэффициента и вычленить их из общего потока. При использовании помехоустойчивого кодирования при совместном кодировании всех коэффициентов выделение каждого коэффициента сложнее, но возможно выделение блока коэффициентов. Затем для данного блока целесообразно применение алгоритма оценки параметров помехоустойчивого кодирования и получения значений передаваемых коэффициентов. По отсчетам ошибки предсказания возможно получить информацию о передаваемом РС, восстановив на длительном интервале смысл произносимой фразы при прослушивании. Поэтому рекомендуется при использовании кодека АДИКМ применять перемежение по псевдослучайному закону, перемешивая закодированные помехоустойчивым кодом отсчеты коэффициентов адаптации, коэффициентов предсказания и отсчетов ошибки предсказания. Перемешивание битов не только перераспределит возможные пакеты ошибок, распределив их по случайному закону, но и уменьшит возможности определения алгоритма первичного кодирования методом автокорреляционного анализа.

В случае использования первичных кодеков с более сложным алгоритмом, когда передаются коэффициенты анализа, необходимо выделять более важные данные, которые при воздействии ошибок могут значительно исказить качество принятой речи и кодировать их помехоустойчивым кодом. Затем полученную последовательность кодированных и не кодированных бит перемешивают между собой по определенному закону, что снижает вероятность обнаружения первичного кода. Для дальнейшего снижения вероятности обнаружения первичного и помехоустойчивого кодирования при передаче РС по радиоканалу возможно использовать предложенный алгоритм. При использовании данного представления параллельно передаются биты отсчетов сигнала и их параметров прореженного сигнала и его производных. Параметры или даже все отсчеты могут быть закодированы помехоустойчивым кодом. При этом для сокращения избыточности передаваемой информации показано,

что при передаче производных для их отсчетов целесообразно использовать помехоустойчивый код с меньшей исправляющей способностью и меньшей избыточностью, по сравнению с отсчетами сигнала, а также первичного кодека с меньшей разрядностью бит для производной. Для снижения возможности обнаружения алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования возможно использовать перемежение закодированных различными помехоустойчивыми и первичными кодерами децимированных отсчетов сигнала и производной, что вносит существенную неопределенность в поиск алгоритмов кодирования. Применение помехоустойчивого кода с различной исправляющей способностью для децимированных отсчетов сигнала и производной, а также первичных кодеков с различными параметрами позволят не только сократить избыточность, но и снизить вероятности распознавания алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования. Для дополнительной защиты возможно использовать предложенный алгоритм, который обеспечивает разделение на децимированные отсчеты сигнала и производной, которые возможно передавать по независимым радиоканалам. Для дополнительной защиты возможно применять алгоритмы маскирования на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева, смешивая отсчеты сигнала и производной [7, 8].

При использовании модификации алгоритма Хургина-Яковлева возможно существенное увеличение защищенности системы передачи за счет увеличения возможных вариантов построения системы передачи информации. К таким параметрам можно отнести количество каналов обработки N, глубину возможного разложения K, а также задержку Z отсчетов производной относительно отсчетов сигнала. С учетом возможных ошибок восстановления значения N изменяются в пределах 1…4, т.е. имеет 4 возможных значения. Глубина разложения определяется возможностями обработки РС с учетом возможных значений кадра. Например, при частоте дискретизации f=8 кГц и значении участка квазистационарности РС 10…30 мс размер блока составит от 128 до 256 отсчетов, что при N=4 приводит к 32…64 ($2^5 \dots 2^6$) децимированных отсчетов сигнала после первого представления модификации алгоритма Хургина-Яковлева, что обеспечит возможную глубину разложения K=5…6. Задержка возможна как для децимированных отсчетов сигнала, так и для децимированных отсчетов производной. Величина задержки определяется возможной задержкой РС при обработке в системе связи. Задавшись возможной задержкой 160 мс, получим возможность общей задержки на 10 блоков по 128 отсчетов. Таким образом, общее количество ключей маскирования для модификации алгоритма Хургина-Яковлева составит:

$$N_{\text{м}} = N \cdot K \cdot N_Z = 4 \cdot 6 \cdot 1280 = 30720. \quad (2)$$

Более простая реализация модификации алгоритма Хургина–Яковлева позволяет обеспечить совместную реализацию алгоритмов кодирования, маскирования и защиты фонограмм от фальсификаций в рамках одного алгоритма [9].

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева.//Вестник РГРТУ. 2022. №82 – С. 27-37.

2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1– С. 73-75.

3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева.// Новые информационные технологии 2004. №1.

4. Дмитриев В.Т. Адаптация кодека CELP к воздействию акустических помех. // Вестник РГРТУ. 2021. №76 – С. 25-34.

5. В.Т. Дмитриев С.А. Бахурин, Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах/ Вестник РГРТА. 2004. №13 – С. 32-35.

6. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА. 2003. №12 – С. 133-136.

7. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ. 2016. №2 (Выпуск 56) – С. 38-44.

8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов.// Вестник РГРТУ. 2019. №3 – С. 17-25.

9. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева./ Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С. 26-30.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ РЕСУРСОЭФФЕКТИВНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ OQPSK СИГНАЛА В РЕЖИМЕ ПАКЕТНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

И.А. Варакин

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, pdasam33@gmail.com

Аннотация. В данной работе описывается четырехпозиционная фазовая модуляция со сдвигом (OQPSK), ее отличия от четырехпозиционной фазовой модуляции (QPSK) и предлагается вариант модели демодулятора данного сигнала. Рассматриваются решения задач тактовой, фазовой и частотной синхронизаций с позиции минимизации сложности алгоритмов и эффективного использования ресурсов дальнейшего представления предлагаемой модели в аппаратуре. Приведенные способы синхронизации адаптированы под обработку сигнала в пакетном режиме. Осуществлена оценка помехоустойчивости модели демодулятора и предложены области использования представленного варианта.

Ключевые слова: модуляция с постоянной амплитудой огибающей, модель OQPSK демодулятора, ресурсоэффективные алгоритмы синхронизации, пакетная обработка данных.

RESEARCH OF THE POSSIBILITIES OF RESOURCE-EFFICIENT DEMODULATION OF THE OQPSK SIGNAL IN PACKET DATA PROCESSING MODE

I.A. Varakin

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russian Federation, Vladimir, pdasam33@gmail.com

Abstract. This paper describes four-position phase shift modulation (OQPSK), its differences from four-position phase modulation (QPSK) and proposes a variant of the demodulator model of this signal. The solutions to the problems of clock, phase and frequency synchronization are considered from the point of view of minimizing the complexity of algorithms and efficient use of resources for further representation of the proposed model in the equipment. The above synchronization methods are adapted for signal processing in batch mode. The noise immunity of the demodulator model is evaluated and the areas of use of the presented variant are proposed.

Keywords: modulation with constant envelope amplitude, OQPSK demodulator model, resource-efficient synchronization algorithms, packet data processing.

Повышенный спрос на беспроводные каналы передачи информации требуют использования спектрально эффективных методов модуляции сигнала, позволяющих уменьшить проблему спектральной перегрузки каналов связи. Для достижения спектральной эффективности на радиочастоте необходимо обеспечить сохранение точной формы амплитуды огибающей модулированного сигнала, что требует использования линейных усилителей мощности, зачастую не позволяющих достичь нужного прироста мощности [1]. Поэтому используются энергетически эффективные нелинейные усилители, изменяющие амплитуду огибающей и, как следствие, ухудшающие спектральную эффективность сигнала. Компромиссом для спектрально эффективных систем с нелинейными усилителями является использование

модуляций с постоянной амплитудой огибающей, одной из которых является фазовая модуляция со сдвигом (OQPSK) [2].

OQPSK модуляция похожа на четырехпозиционную фазовую модуляцию (QPSK). Исходный битовый поток биполярных данных $d(t)$ в формате без возврата к нулю (NRZ) с длительностью бита T разбивается на последовательность четных и нечетных бит как показано на рисунке 1, *а*. Четные биты образуют синфазный поток $d_{I(t)}$, нечетные биты образуют квадратурный поток $d_{Q(t)}$. Длительность бит синфазного $d_{I(t)}$ и квадратурного $d_{Q(t)}$ потоков равна удвоенной длительности бит исходного потока $d(t)$, что показано на рисунках 1, *б* и 1, *в*.

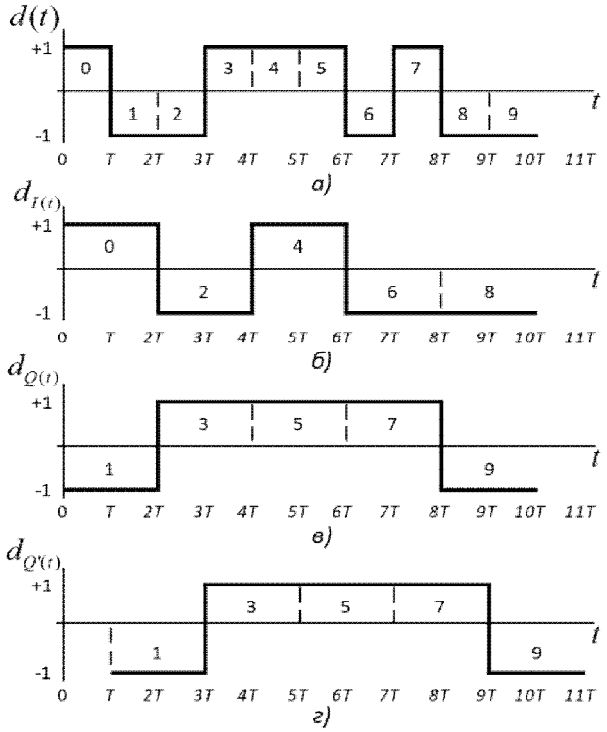


Рис. 1. OQPSK модуляция: *а* – исходный битовый поток; *б* – синфазный поток; *в* – квадратурный поток; *г* – сдвинутый квадратурный поток

Квадратурный поток сдвигается на длительность бита исходного потока данных T (рисунок 1, *г*), после чего синфазный поток $d_{I(t)}$ и сдвинутый квадратурный поток $d_{Q'(t)}$ фильтруются (например, фильтром квадратного корня из приподнятого косинуса, ограничивающим спектр модулированного сигнала) и образуют низкочастотный комплексный модулированный сигнал. В результате наличия сдвига одной квадратуры относительно другой, фаза сигнала может изменяться максимум на $\pm 90°$ в отличие от QPSK модуляции, где фаза может меняться на $\pm 180°$ - фазовый портрет и фазовые переходы OQPSK сигнала представлены на рисунке 2. За счет этого отсутствуют резкие переходы амплитуды огибающей сигнала с OQPSK модуляцией через ноль, что приводит к незначительным изменениям амплитуды огибающей после фильтрации по сравнения с амплитудой огибающей сигнала с QPSK модуляцией [1].

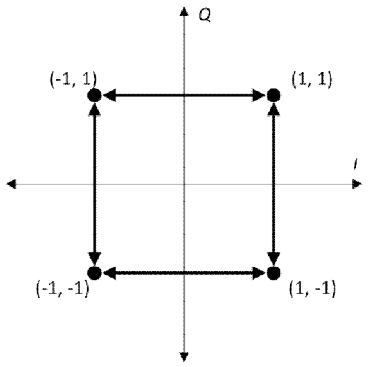


Рис. 2. Фазовый портрет и фазовые переходы OQPSK сигнала

Демодуляция OQPSK сигнала является ресурсоемкой задачей – необходим когерентный демодулятор с синхронизацией, адаптированной под данный вид модуляции, причем демодулятор QPSK сигнала нельзя использовать для демодуляции OQPSK сигнала. Цель данной статьи – оценить возможности демодуляции OQPSK сигнала с помощью ресурсоэффективных алгоритмов синхронизации, не использующих информацию о преамбулах сигнала, в условиях пакетной обработки данных.

Структурная схема модели демодулятора приведена на рисунке 3. Входной низкочастотный сигнал $x(t)$ имеет случайную фазу и частотную отстройку, а также искажен влиянием аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

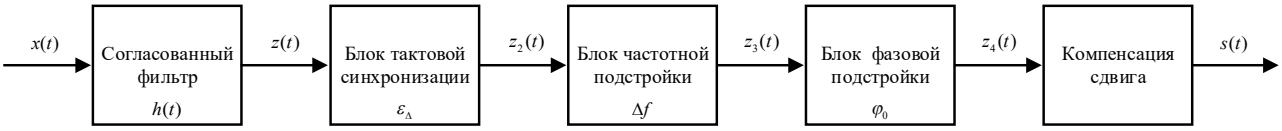


Рис. 3. Структурная схема модели OQPSK демодулятора

В качестве согласованного фильтра Найквиста используется фильтр квадратного корня из приподнятого косинуса, применявшийся также при модуляции сигнала. Выходной сигнал $z(t)$ получен путем свертки исходного сигнала $x(t)$ с импульсной характеристикой фильтра $h(t)$:

$$z(t) = x(t) \otimes h(t),$$

где $\otimes$ - операция свертки.

Постановка блока тактовой синхронизации первым после согласованного фильтра обусловлено требованием ресурсоэффективности, но также накладывает существенные ограничения на дальнейшие способы обработки сигнала. Блок тактовой синхронизации осуществляет приведение сигнала $z(t)$, имеющего L отсчетов на символ (L - четное, $L \geq 2$) и период следования отсчетов T_s, к сигналу $z_2(t)$, имеющего 2 отсчета на символ (два полусимвола), используя алгоритм оценки временной ошибки ε_Δ и интерполяцию. Оценка временной ошибки ε_Δ выполняется без использования знаний о передаваемых данных («слепая» оценка) и применяется интерполятором к текущему пакету данных. Алгоритм временной оценки [3] обладает устойчивостью к определенному диапазону частотных уходов и основывается на следующих вычислениях:

$$\Upsilon_I = \sum_{n=0}^{N-1} |\, z_1(nT_s)\,|^4 \cos 2\pi \frac{1}{L} n\,.$$

$$\Upsilon_Q = -\sum_{n=0}^{N-1} |\, z_1(nT_s)\,|^4 \sin 2\pi \frac{1}{L} n\,.$$

$$\varepsilon_\Delta = -\frac{1}{2\pi} \angle \Upsilon\,,$$

где $z_1(nT_s)$ - дискретное представление сигнала $z(t)$;

n - номер отсчета;

N - число отсчетов в пакете данных;

Υ_I, Υ_Q - действительная и мнимая составляющие Υ;

$\angle$ - операция взятия арктангенса (получение фазы комплексного числа).

Блок частотной подстройки позволяет компенсировать уходы частоты с некоторой допустимой погрешностью, определяемой размерностью быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1]. Модуляция сигала устраняется путем возведения в четвертую степень, после чего вычисляется БПФ, индекс максимального коэффициента которого дает оценку частотному уходу Δf:

$$\Delta f = \frac{1}{4 sizeFFT} \max_{idx} \{FFT[(z_2(t))^4]\}\,,$$

где $\max_{idx}$ - операция получения индекса максимального коэффициента;

$sizeFFT$ - размерность БПФ.

OQPSK сигнал очень чувствителен к уходам начальной фазы, поэтому в демодулятор добавлен блок фазовой подстройки. На основе входного сигнала $z_3(t)$ вычисляется начальная фаза φ_0 с неопределенностью $\frac{\pi}{2}$ [4], после чего происходит подстройка сигнала по найденным значениям. Алгоритм оценки описывается формулами:

$$p[i] = \frac{1}{m} \sum_{n=i}^{m} y(n\frac{T}{2})\,.$$

$$\hat{\theta} = \frac{1}{4} \angle p + \frac{\pi}{4},$$

где p - усредненные значения сигнала на окне;

m - размер окна;

$y(n\frac{T}{2})$ - дискретное представление сигнала $z_3(t)$;

$\hat{\theta}$ - значения начальной фазы (φ_0);

N_2 - число полусимволов в пакете данных.

Сигнал на выходе блока фазовой подстройки $z_4(t)$ синхронизирован и может быть превращен в QPSK сигнал путем устранения сдвига мнимой составляющей комплексного сигнала. При этом один из двух полусимволов сигнала будет обладать максимальной энергией, а другой – минимальной. На основе этого факта или в результате детектирования осуществляется выборка нужного полусимвола, в результате чего сигнал приводится к одному отсчету на символ. Из-за наличия неопределенности фазы в $\frac{\pi}{2}$ после компенсации сдвига в выходном сигнале $s(t)$ действительная составляющая символов может быть смещена на

один символ относительно мнимой составляющей (проявляется при сдвиге фазы на $\frac{\pi}{2}$ и $\frac{3\pi}{2}$). Детекцию необходимо выполнять путем перебора всех четырех вариантов фазы с корректировкой сдвига в двух вариантах.

Полученная модель демодулятора OQPSK сигнала испытывалась на сигнале со случайной фазовой отстройкой, частотными отстройками в трех диапазонах (значение частотной отстройки – случайная величина из диапазона) и наложением АБГШ. Сигнал имеет символьную частоту $f = 100$ кГц, размер пакета составляет 78 символов. Предлагаемые параметры модели демодулятора - число отсчетов на символ $L = 8$ (размер пакета $N = 624$ отсчетов), размер БПФ $sizeFFT = 256$, размер окна $m = 96$ полусимволов. Первый частотный диапазон – 0 Гц, второй – ± 5000 Гц, третий - ± 10000 Гц. Отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума ($Eb/N0$) варьировалось от 9 дБ до 14 дБ. После прохождения сигнала через демодулятор и детектирования оценивалось значение битовой ошибки (BER). Результаты моделирования приведены на рисунке 4.

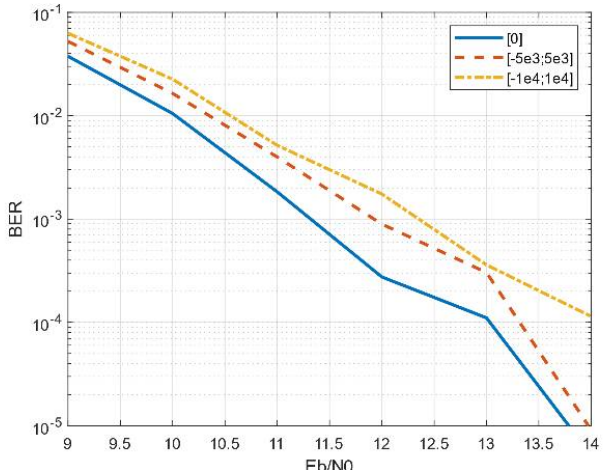


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости модели демодулятора

Предложенная модель демодулятора позволяет осуществлять обработку сигналов с OQPSK модуляцией, получая $BER = 10^{-3}$ при $Eb/N0 = 11{,}3$ дБ в отсутствии частотных отстроек. Таким образом, данный способ демодуляции является приемлем для систем с высоким соотношением $Eb/N0$, а также повышенными требованиями к ресурсоэффективности и использованием пакетной обработки данных. Возможные пути улучшения демодулятора заключаются в исследовании и применении новых алгоритмов синхронизации, дающих более точные оценки при низком соотношении $Eb/N0$.

Библиографический список

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

2. Маглицкий Б.Н. Спектрально эффективные методы модуляции в цифровых системах радиосвязи: Учебное пособие/ Новосибирск, СибГУТИ, 2009.-139 с.

3. Chaudhari Q. Wireless Communications From the Ground Up: An SDR Perspective / Qasim Chaudhari - CreateSpace Independent Publishing Platform, 2018 – 824 с.

4. Serpedin E. Performance Analysis of Blind Carrier Phase Estimators for General QAM Constellations / Erchin Serpedin, Philippe Ciblat, Georgios B. Giannakis, Philippe Loubaton // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING – 2001. – Vol. 49, No. 8. – с. 1816 - 1823.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ПЕРВИЧНОГО И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДЕКА ДЛЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ

В.Т. Дмитриев, В.А. Поликанова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, Polikenova@yandex.ru

Аннотация. Проведен сравнительный анализ кодеков источника и канала, осуществлен выбор наилучших алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования для телекоммуникационных систем передачи речевой информации. Предложены различные сочетания первичного и помехоустойчивого кодирования речевых сигналов с использованием различных скоростей передачи речи.

Ключевые слова: кодер источника, кодер канала, эффективность, канальный ресурс, устойчивость к канальным ошибкам.

SELECTION AND JUSTIFICATION OF THE PRIMARY AND NOISERESISTANT CODEC FOR COMMUNICATION NETWORKS

V.T. Dmitriev, V.A. Polikanova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, polikenova@yandex.ru

Abstract. A comparative analysis was carried out among primary codecs and noise-resistant codecs, the best algorithms of primary and noise-resistant coding for telecommunication systems for transmitting speech information were selected. Various combinations of primary and noiseresistant encoding of speech signals using different speech transmission rates.

Keywords: source encoder, channel encoder, efficiency, channel resource, resilience to channel Errors

Введение

Для систем передачи различной информации всегда приоритетной задачей было эффективное использование ресурса канала. Данную эффективность во многом определяют алгоритмы первичного и помехоустойчивого кодирования [1…4], которые во многом определяют скорость передачи в канале связи, а также помехоустойчивость передаваемой информации при действии мешающих факторов.

При проектировании цифровых систем передачи речевой информации возникает задача рационального выбора способов речевого и помехоустойчивого канального кодирования, и распределения между ними ресурсов выделенного дискретного канала, в первом приближении характеризуемого скоростью и процентом битовых ошибок. В работе [5] приведен анализ высокоскоростных кодеков речевых сигналов (РС) при их сочетаниях с помехоустойчивыми кодеками.

Оценка помехоустойчивости первичных кодеков при действии ошибок в канале связи

Структурная схема проведения экспериментальных исследований получения субъективной оценки качества речи показана на рисунке 1.

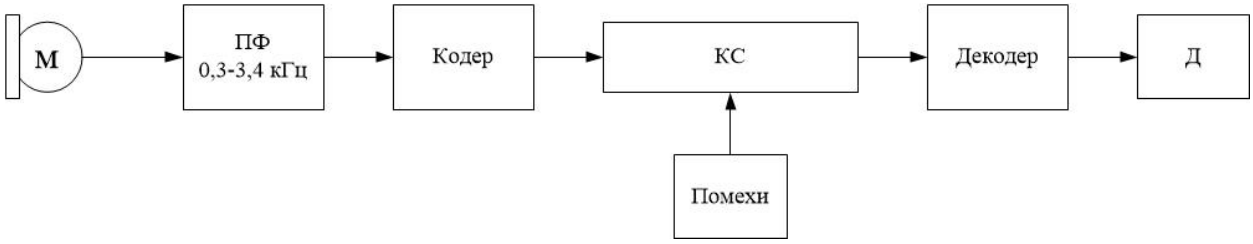


Рис. 1. Структурная схема получения субъективной оценки качества речи

В данной схеме приведены следующие обозначения: М – микрофон; ПФ – полосовой фильтр с полосой 0,3-3,4 кГц; КС – канал связи; Д – динамик. Записанная на диктофон фраза преобразуется программным конвертором с частотами дискретизации 8 кГц или 16 кГц и разрядностями квантования 16 бит. Далее сигнал поступает на ПФ с полосой 0,3…3,4 кГц, далее – на вход кодера, где происходит кодирование РС исследуемым первичным кодером. Затем широкополосные и низкочастотные, квазистационарные и нестационарные помехи программно накладываются на КС, и полученная аддитивная смесь поступает на вход декодера. Сигнал восстанавливается в декодере и далее поступает на акустические колонки и в соответствии с ГОСТ Р 50840-95, затем производится усреднение оценка качества речи в баллах десятью аудиторами.

Известные первичные кодеки РС делятся на низкоскоростные, высокоскоростные и высокоскоростные. Высокоскоростные кодеки в настоящее время недостаточно эффективны, так как для передачи речевого трафика требуют довольно значительный ресурс и обеспечивают недостаточное сжатие речевой информации. Низкоскоростные кодеки, хотя и обеспечивают высокие показатели сжатия речи, но не обеспечивают качество восстановленной речи, пригодное для использования в коммерческих сетях связи. Поэтому необходимо рассмотреть помехоустойчивость среднескоростных кодеков РС, обеспечивающих хорошее качество восстановленной речи при допустимых значениях коэффициента сжатия.

Проведено исследование [6] помехоустойчивости известных среднескоростных кодеков РС для алгоритмов G729a 8 кбит/с, ICELP со скоростью передачи 6 кбит/с и 4,8 кбит/с, а также G.723.1 со скоростями передачи 6,3 кбит/с и 5,3 кбит/с.

По результатам эксперимента построены зависимости качества, восстановленного РС от Рош для среднескоростных кодеков (рисунок 2).

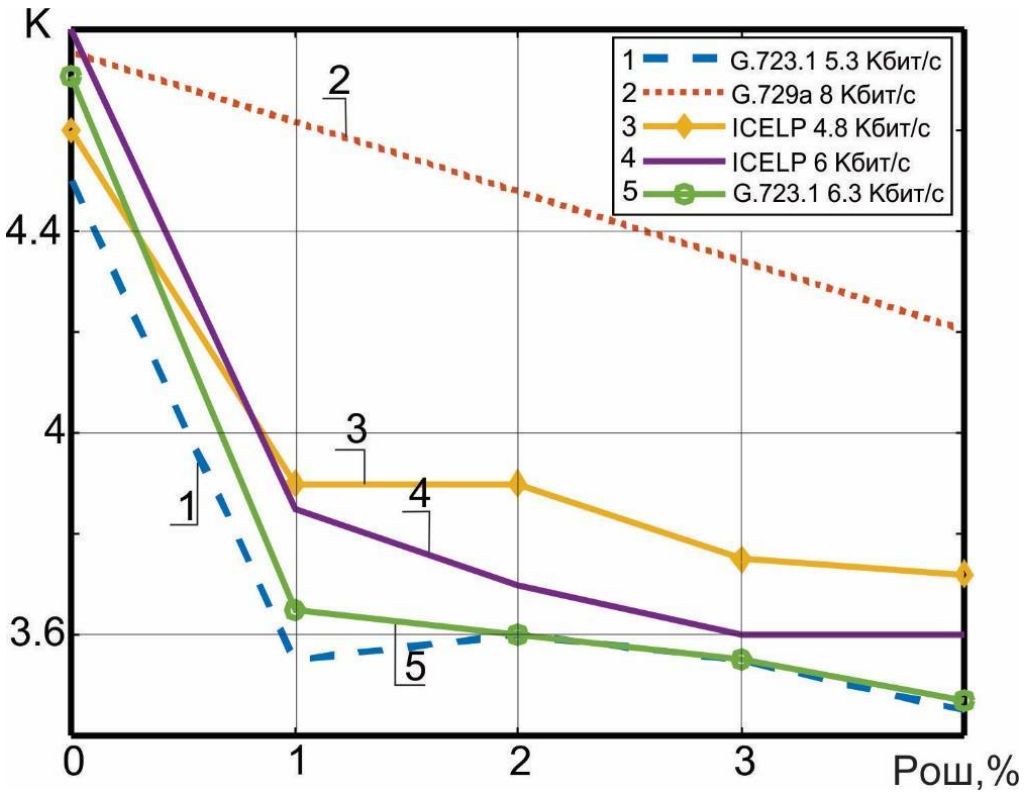


Рис. 2. Зависимость качества восстановленного РС от Рош для среднескоростных кодеков

Анализируя график зависимости для среднескоростных кодеков, можно заметить, что наилучшем качеством, с достаточным перевесом, обладает кодек G.729a 8 Кбит/с, но его

скорость является максимальной и он стремительно теряет качество при действии ошибок в канале связи. В то же время алгоритм ICELP при скорости передачи 4,8 кбит/с обеспечивает качество восстановленной речи на уровне 4,5 … 3,8 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 при действии шумов в канале связи до вероятности ошибки 5%. Наихудшим кодеком из исследуемых оказался G.723.1 он показал наихудшее качество на всем рассматриваемом интервале Рош.

Совместный выбор алгоритма первичного и помехоустойчивого кодирования в системах связи

Рассмотрим применение алгоритма помехоустойчивого кодирования и его влияние на параметры системы. Любой цифровой сигнал очень критичен к влиянию помех, которые влияют на разборчивость речи. Помехоустойчивое кодирование, основанное на добавлении по определенному алгоритму к каждому кодовому блоку определенного количества проверочных символов. Внесение избыточности позволяет декодеру на приемной стороне исправлять определенное количество одиночных или рядовых ошибок и восстанавливать исходный поток данных. Под абсолютной избыточностью понимают число вводимых дополнительных разрядов p = n−k, где n – число кодовых символов на выходе кодера, соответствующих k информационным символам на его входе.

Исходя из условий минимальной вносимой избыточности, кратности размера кадра передаваемой информации размера кода, максимальной исправляющей способности и эффективности кода, в таблице 1 приведены рекомендации по выбору помехоустойчивого кодера для основных среднескоростных первичных кодеков.

Стабильность оценки качества кодека ICELP позволяет снизить исправляющую способность помехоустойчивого кода, сократив за этот счет вносимую избыточность. Таким образом, показано, что применение первичного кодека ICELP 4,8 кбит/с в сочетании с кодом РС (128,122,7) позволяет получить качество восстановленной речи на уровне 4 баллов при вероятности ошибки до 10%.

Таблица 1. Обзор современных кодеков речевого сигнала и их характеристики

Кодек	Качество	Скорость, Кбит/с	Задержка	Размер кадра	Помехоустойчивый кодек	V
G.729a	4,7…4,2 (ГОСТ Р 50840-95)	**8**	**10 мс**	**60 бит**	РС (63, 47, 8)	10,72
G.723.1	4,5…3,5 (ГОСТ Р 50840-95)	5,3	37,5 мс	137 бит	РС (182,172,8)	5,6
	4,5…3,6 (ГОСТ Р 50840-95)	6,3	0,125 мс	480 бит	РС (255,223,8)	7,2
ICELP	4,6…3,8 (ГОСТ Р 50840-95)	4,8	20 мс	94	РС (128,122,7)	5,03
		6		117	РС (128,122,7)	6,3

Заключение

Проанализированы различные сочетания алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования речевых сигналов с целью выявления наиболее оптимальных их сочетаний, обеспечивающих наилучшее качество восстановленной речи при максимальной исправляющей способности ошибок в канале связи, а также наименьшую скорость передачи в канале связи.

Библиографический список

1. Золотарёв В. В., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник / Под. ред. чл.-кор. РАН Ю. Б. Зубарева. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 126 с.: ил.

2. А. В. Курилович, В. А. Липницкий, Л. В. Михайловская НЕПРИМИТИВНЫЕ КОДЫ БОУЗА-ЧОУДХУРИ-ХОКВИНГЕМА И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

3. Р. Морелос-Сарагоса Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Москва: Техносфера, 2005. - 320с.

4. Бабкин В.В., Ланнэ А.А., Шаптала В.С. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования // 7-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (А-2005) - С. 123 -127.

5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23) . С. 53-56.

6. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Algorithm to Control Primary Codec Under the Influence of Interference in Communication Channel Алгоритм управления первичным кодеком при воздействии помех в канале связи //International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA) DOI (CrossRef): 10.1109/SUMMA53307.2021.9632238

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АЛГОРИТМОВ ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ ПО ВЫБОРКАМ СИГНАЛА

В.Т. Дмитриев, М.С. Бунин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru

Аннотация. Приведен алгоритм определения параметров первичного кодирования. Проведен эксперимент исследований получения автокорреляционной функции для различных видов передаваемой информации. Проведены экспериментальные исследования зависимости вида корреляционной функции от разрядности кодового слова.

Ключевые слова: кодек, скорость потока, декодер, кадр, битовая последовательность, отсчет.

DETERMINATION OF PARAMETERS OF PRIMARY CODING ALGORITHMS BASED ON SIGNAL SAMPLES

V.T. Dmitriev, M.S. Bunin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru

Abstract. An algorithm for determining the parameters of primary encoding is given. An experiment has been conducted to obtain an autocorrelation function for various types of transmitted information. Experimental studies of the dependence of the type of correlation function on the bit depth of the code word have been carried out.

Keywords: codec, stream rate, decoder, frame, bit sequence, counter.

В известных работах [1, 2] рассмотрены алгоритмы определения параметров помехоустойчивого кодирования и модуляции. Данные алгоритмы основаны на корреляционном анализе полученной информации. На сегодняшний день существует множество первичных кодеков РС с различными параметрами. Для формирования кодированных посылок цифровые последовательности разбиваются на кадры, число, состав и длительность символов в которых определяются особенностями кодируемого сигнала (данные, речь, изображение), параметрами кодов, требуемой точностью воспроизведения исходного сигнала и другими. К основным параметрам первичных кодеков РС можно отнести: скорость потока на выходе первичного кодека; КПР на выходе декодера; задержка при кодировании; вычислительные затраты; состав и длительность передаваемых кадров. Пользуясь знаниями о составе кадра и основных параметрах возможных используемых кодеков, можно осуществить анализ принятой кодовой последовательности. С целью определения параметров первичного кодирования можно использовать следующий алгоритм:

1. Определяется пространство возможных стандартов и алгоритмов первичного кодирования, которые могут быть использованы при формировании принятой битовой последовательности.
2. По данной совокупности определяем диапазон возможной длительности передаваемого пакета, т.е. минимальную и максимальную длительность. Интервал анализа не должен быть меньше 10 максимально возможных кадров.
3. Вычисляется автокорреляционная функция принятых дискретных отсчетов. В случае, если интервал анализа достаточен для определения границы кадров, она определяется в виде максимальных пиков. Пики меньшего порядка разделяют составные части кадра, несущие общую информацию. Пики третьего уровня выделяют значения определенных коэффициентов или отсчетов, передаваемых в составе кадра.

Таким образом корреляционный анализ позволяет получить полную информацию о составе передаваемой кодовой последовательности. Остается только сопоставить эту информацию с описанием различных стандартов и провести соответствующее сопоставление. Проведем эксперимент исследований получения автокорреляционной функции (АКФ) для различных видов передаваемой информации (РС, изображение, сигнал передачи данных). Фразы, кодированные речевыми кодеками ИКМ и АДИКМ, были записаны в формате .wav на жесткий диск ПЭВМ. Также в эксперименте для оценки формы АКФ изображения использовались 100 различных картинок размера 320*240, записанных в формате .bmp на жесткий диск компьютера. Для оценки АКФ сигналов передачи данных в эксперименте использовались 200 различных реализаций этих сигналов, записанных в файлы на жестком диске и считываемых программно в процессе работы. Результаты эксперимента при задержке сигнала отображены на рисунке 1.

Формы АКФ для РС, закодированного ИКМ, либо АДИКМ имеют почти идентичную форму, что может привести к трудностям при определении вида речевого кодека. Однако, как видно из графиков, форма автокорреляционной функции для различных типов сигналов имеет различное представление. Как следует из приведенных зависимостей, определяя форму автокорреляционной функции, можно установить вид передаваемой информации. Проведены экспериментальные исследования зависимости вида корреляционной функции от разрядности кодового слова. С этой целью РС в виде дискретных отсчетов представлялся в виде двоичного кода с заданной разрядностью. Для полученного битового потока вычислялась АКФ.

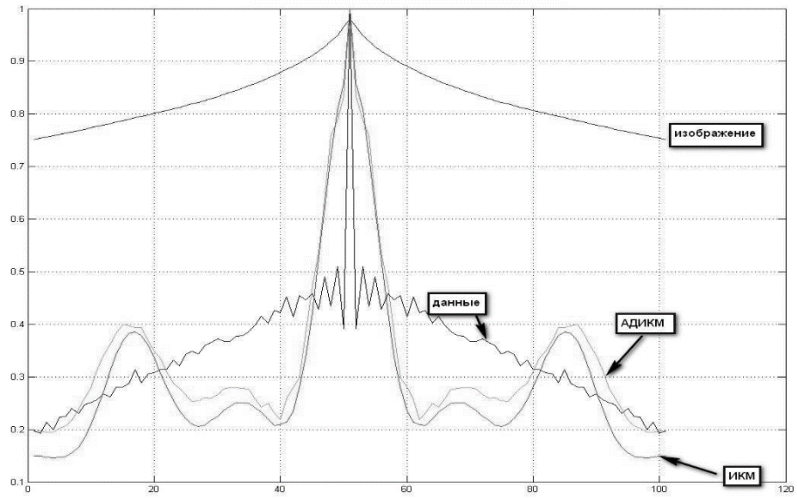


Рис. 1. Автокорреляционные функции для различных типов данных

Для каждого значения разрядности показаны исходный сигнал, фрагмент представления данного сигнала в двоичном коде, а также рассчитанная для кодового представления исходного сигнала АКФ, пронормированная и с задержкой 50 отсчетов. Как видно из полученных графиков, разрядность кодирования дискретных отсчетов исходного сигнала влияет на расстояние между максимумами автокорреляционной функции. Таким образом, вычисляя данное расстояние, можно определять разрядность кодера. Используя в дальнейшем полученные сведения, можно попробовать определять тип используемого кодирования. К примеру, при разрядности кода 3–4 можно предположить, что сигнал закодирован алгоритмом АДИКМ, при 6–7 – АИКМ, 8 и более – используется ИКМ. Исходя из результатов экспериментального исследования, по форме рассчитанной для фрагмента сигнала АКФ можно определить тип передаваемой информации, вид первичного кодера, а также его разрядность. На основе предложенного алгоритма можно представить структурную схему алгоритма вскрытия структуры первичных кодеков в виде, показанном на рисунке 2.

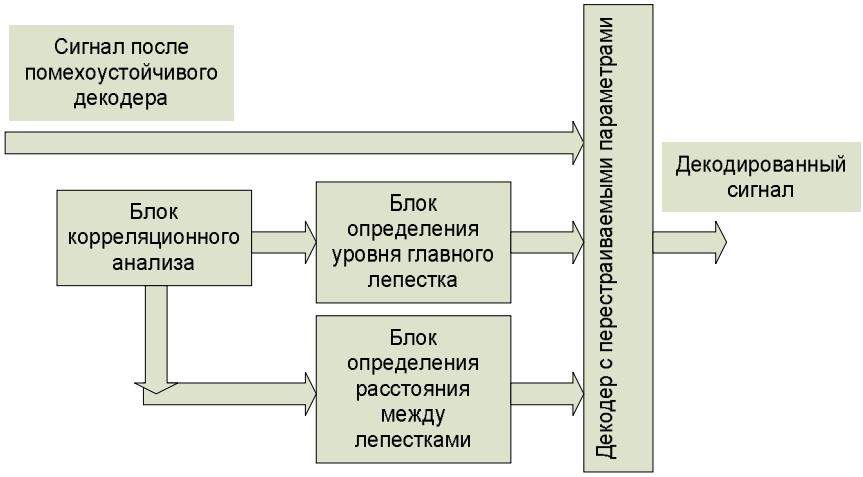


Рис. 2. Структурная схема алгоритма вскрытия структуры первичных кодеков

В эксперименте исследуются различные кодеки первичного кодирования речи: ITU G.723.1 5,3 кбит/с; ITU G.723.1 6,3 кбит/с; ITU G.726 16 кбит/с; ITU G.726 24 кбит/с; ITU G.726 32 кбит/с.

Исследование кодеков производится с помощью программы, определяющей взаимную корреляцию нескольких сигналов и усредняющей ее для 10 сигналов, обработанных кодеками. Определение кодека будет производиться по исследованию интервалов взаимной корреляционной функции и сравнению кодеков с размером кадра кодека. Из анализа данных полученных в эксперименте зависимостей показано, что предложенный алгоритм позволяет определить параметры алгоритма первичного кодирования с точностью до 10% при вероятности ошибок в радиоканале до 1% за 10 кадров, а при вероятности ошибок в радиоканале от 1% до 50% – за 50 кадров.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н. , В.Т. Дмитриев, Крысяев Д.Е. Алгоритм предварительного определения вида помехоустойчивого кодирования// 5-я международная научно-техническая конференция «К.Э. Циолковский -150 лет со дня рождения. Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика» Рязань, 2007. 158-159 с.

2. В.Т. Дмитриев, А.А. Степанов Разработка алгоритма определения вида первичного кодирования в сложной помеховой обстановке в космических каналах связи.// Материалы 1 научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань РГРТУ, 2015. – С. 41-42.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О VII МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2024»……. 3

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»..... 6

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»..... 6

Потапов А.А.
Расширение исследований по дальнейшей разработке и совершенствованию высокоэффективных текстурно-фрактальных методов для радаров с синтезированной апертурой..... 6

Рамазанова В.А.
Имитационная модель радиолокационных отражений от земной поверхности..... 26

Кошелев В.И., Чинь Н.Х.
Оценка вычислительных затрат алгоритмов БПФ неэквидистантной последовательности отсчетов..... 30

Жирков Е.А.
Обнаружение аномалий в радиотехнических сигналах на основе их параметрического описания..... 36

Васильев И.В.
Когерентный локатор метрового диапазона П-18К..... 40

Васильев И.В.
Повышение точности определения азимута в РЛС..... 47

Васильев И.В.
Повышение точности определения дальности в РЛС..... 52

Сиротинин В.О., Штрунова Е.С.
Модель меандрового шумоподобного сигнала для исследования эффективности алгоритмов поиска по времени задержки..... 56

Илюшин М.В., Кирюшин Д.Д.
Имитационное моделирование радиоканала передачи цифрового сигнала в MATLAB SIMULINK..... 60

Белокуров В.А., Нгуен Ч.К.
Аппроксимация закона определения отсчётов на входе порогового устройства..... 63

Ямашкин И.А.
Применение адаптивного помехоустойчивого кодека в системе передачи телеметрической информации..... 67

Люшнина М.С., Штрунова Е.С.
Использование численного метода оптимизации в задаче калибровки трехосного MEMS акселерометра..... 71

Проценко В.А., Шкуро С.В., Васильев И.В.
Оптимизация градаций яркости при отображении радиолокационной информации..... 77

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА»..... 82

Калыгин Г.О.
Способ определения амплитуды и фазы гармонического сигнала с использованием фильтра Герцеля..... 82

Билинский К.В., Попов А.И., Бурмистрова В.А., Емельянов Е.В.
Детекторы КВЧ диапазона.....86

Паршин В.С., Нгуен В.Д.
Оценка амплитуды сигнала разностной частоты ЧМ дальномера методом максимального правдоподобия..... 90

Паршин В.С., Нгуен В.Д.
Оценка расстояния до отражающей поверхности при отношении сигнал/помеха, меньшем единицы..... 97

Малинин И.Р., Васильев Е.В.
Анализ нежелательных спектральных составляющих в выходном колебании радиопередатчика наноспутника..... 103

Косарев Д.А.
Анализ пропускной способности MIMO-системы с направленной и ненаправленной антеннами.....110

Паршин А.Ю., Нгуен В.Х.
Эффективность относительного пространственно-временного кодирования при трехмерном моделировании рассеивателей в канале связи.....116

Бойков А.А., Паршин А.Ю.
Характеристики каналов связи в системе сбора данных с контрольно-измерительных приборов.....120

Зорин С.Ю.
Практические аспекты применения умножителей тока..... 125

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 130

Батенков К.А.
Нормирование параметров ошибок цифровых каналов плезиохронной цифровой иерархии при вводе и в процессе эксплуатации..... 130

Бауков А.А.
Сравнение результатов работы алгоритмов усиления контраста по критериям качества изображений в системах видеосвязи.....134

Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон
Модификация алгоритма Хургина – Яковлева при трёхканальной реализации.....139

Шестакова Т.В., Сорокин Г.Ф.
Улучшение эффективности многоканальных систем связи за счет одновременного использования нескольких производных систем функций Уолша..... 143

Алексенко С.О.
Применение метрик оценки качества видеоизображения в телеметрических системах видеоконтроля для оценки состояния сложного технического объекта..... 150

Нгуен Ван Зунг, Дао Ань Куан
Применение сверточного кода в демодуляторе сигналов М-ФМ при воздействии гармонической помехи.....157

Лантратов С.Ю.
Сравнение основных алгоритмов первичного кодирования речевых сигналов 162

Дмитриев В.Т., Черентаев М.А.
Современные методы детектирования объектов. Показатели качества..... 166

Дмитриев В.Т., Черентаева Е.С.
Сохранение информативности изображений, полученных с помощью современных телевизионных систем мониторинга поверхности космических объектов..... 171

Меркутов А.С.
Устройство приема и обработки сигналов для беспроводных систем сбора данных..... 175

Аронов Л.В.
Подводный беспроводной оптический канал связи с вертикальной ориентацией в пространстве..... 179

Нгуен Ван Зунг
Сравнение влияния корректирующих кодов на помехоустойчивость приема сигналов М-ФМ на фоне гармонической помехи.....186

Дмитриев В.Т., Меньшиков Д.М.
Требования к алгоритмам первичного и помехоустойчивого кодирования для защищенных систем передачи..... 190

Варакин И.А.
Исследование возможностей ресурсоэффективной демодуляции OQPSK сигнала в режиме пакетной обработки данных..... 193

Дмитриев В.Т., Поликанова В.А.
Выбор и обоснование первичного и помехоустойчивого кодека для сетей связи..... 198

Дмитриев В.Т., Бунин М.С.
Определение параметров алгоритмов первичного кодирования по выборкам сигнала..... 201

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.24. Формат 60х84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура «Times New Roman».
Усл. печ. л..
Тираж 100 экз. Заказ №.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

ISBN 978-5-7722-0402-3